

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-339363

(43)Date of publication of application : 07.12.2001

(51)Int.Cl. H04J 11/00  
H04L 7/00

(21)Application number : 2000-229228

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 28.07.2000

(72)Inventor : NAKAHARA HIDEKI  
TANAKA KOICHIRO  
SHIRAKATA YUKIMUNE  
KIMURA TOMOHIRO  
HARADA YASUO

(30)Priority

Priority number : 11217918  
2000079896

Priority date : 30.07.1999  
22.03.2000

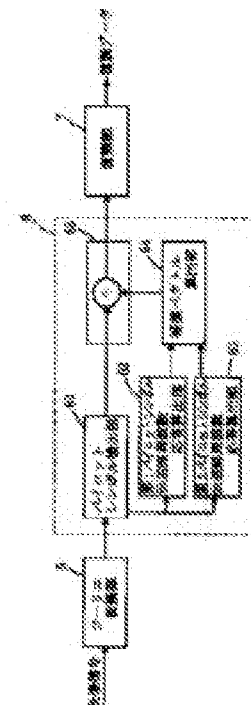
Priority country : JP  
JP

(54) METHOD FOR TRANSMITTING OFDM SIGNAL, TRANSMITTER AND RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To compensate transmission channel distortion, synchronization time deviation, frequency deviation, and temporal frequency response fluctuation due to phase noise so as to improve the demodulation characteristics.

SOLUTION: A pilot symbol detection section 261 of the receiver receiving an OFDM signal detects a pilot symbol. A 1st pilot symbol transmission channel frequency response calculation section 62 obtains a 1st pilot symbol transmission channel frequency response, and a 2nd pilot symbol transmission channel frequency response calculation section 63 obtains a 2nd pilot symbol transmission channel frequency response. Moreover, a compensation vector calculation section 64 obtains a compensation vector through straight line approximation from the 1st and 2nd pilot symbol transmission channel frequency responses. A frequency response compensation section 65 compensates the fluctuation in the frequency response of the subcarrier of a data symbol on the basis of the obtained compensation vector.



**\* NOTICES \***

JPO and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**CLAIMS**

---

[Claim(s)]

[Claim 1] Are the method of transmitting an OFDM signal towards a receiver from the transmitting side, and said OFDM signal, In said transmitting side, including a data symbol constituted with data, and a pilot symbol which has a predetermined frequency component, amplitude, and a phase, said pilot symbol, A pilot symbol which was inserted before said one or more data symbols or in the back, was transmitted with said data symbol, and was received in said receiver, A transmission method of an OFDM signal using for change compensation of a frequency response of transmission-line distortion of a received data symbol, a time synchronization gap, a frequency drift, and a transmission line produced or more by any one of the residual phase errors.

[Claim 2] A transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein a subcarrier which constitutes said pilot symbol is a pilot carrier with which all have predetermined amplitude and a phase.

[Claim 3] A transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein plurality continues and said pilot symbol is inserted before said one or more data symbols or in the back.

[Claim 4] A transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein said pilot symbol is periodically inserted before said one or more data symbols or in the back.

[Claim 5] A transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein said pilot symbol is aperiodically inserted before said one or more data symbols or in the back.

[Claim 6] A transmission method of the OFDM signal according to claim 5, wherein an insertion interval and the insertion number at the time of inserting said pilot symbol in said data symbol in said transmitting side are adjusted so that it may change accommodative according to a situation of a transmission line.

[Claim 7] A transmission method of the OFDM signal according to claim 5, wherein an insertion interval and the insertion number at the time of inserting said pilot symbol in said data symbol in said transmitting side are contained in said OFDM signal as control information.

[Claim 8] A transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein a compensation vector computed as time series straight line approximate value is used for change compensation of a frequency response of said transmission line from a difference of the nearest frequency response between pilot symbols.

[Claim 9] said frequency drift and said residual phase error -- on the other hand -- or a transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein a value computed as time series straight line approximate value is used for change compensation of both sides from the nearest phase difference value between pilot symbols.

[Claim 10] A transmission method of the OFDM signal according to claim 1, wherein average value of phase contrast of a pilot carrier which constitutes said pilot symbol is used for change compensation of a frequency response of said transmission line.

[Claim 11] A transmission method of the OFDM signal according to claim 10 computing by weighting of said average value being carried out.

[Claim 12] A data symbol generation part which it is a sending set which transmits an OFDM signal towards a receiver, and send data is inputted, and generates an OFDM data symbol, With a pilot symbol generating section which generates an OFDM pilot symbol, so that said pilot symbol may be inserted before said one or more data symbols or in the back, A sending set of an OFDM signal provided with a symbol selecting part which changes and outputs a signal inputted from said data symbol generation part and said pilot symbol generating section.

[Claim 13] A frequency-axis top data symbol generation part in which send data is inputted into and said data symbol generation part generates a data symbol on a frequency axis, A signal from a frequency-axis top data symbol generation part including the inverse Fourier transform part which carries out inverse Fourier transform said pilot symbol generating section, A sending set of the OFDM signal according to claim 12 containing a frequency-axis top pilot symbol generating section which generates a pilot symbol on a frequency axis, and the inverse Fourier transform part which carries out inverse Fourier transform of the signal from a frequency-axis top pilot symbol generating section.

[Claim 14] A receiving set which receives an OFDM signal having contained a data symbol characterized by comprising the following which is transmitted from the transmitting side and constituted with data, and a pilot symbol which has a predetermined frequency component, amplitude, and a phase and is inserted before said one or more data symbols or in the back. The Fourier converter which carries out the Fourier transform of said received OFDM signal. A transmission-line-frequency response compensation part which compensates change of a frequency response of a transmission line to a signal which detected said pilot symbol from a signal outputted from said Fourier converter, and was outputted from said Fourier converter. A demodulation section which a signal with which change of a frequency response of said transmission line was compensated is inputted, and outputs demodulated data.

[Claim 15] Said transmission-line-frequency response compensation part A frequency response of a certain pilot symbol, A frequency response of a pilot symbol nearest to the pilot symbol concerned, A frequency response of a reference pilot symbol prepared in a receiver is used, A receiving set of the OFDM signal according to claim 14 computing and compensating a compensation vector whose frequency response of said received data symbol corresponds with a frequency response of said reference pilot symbol.

[Claim 16] A receiving set of the OFDM signal according to claim 15, wherein said compensation vector is computed to all the subcarriers contained in said received data symbol using all the pilot carriers contained in said each pilot symbol, respectively.

[Claim 17] A receiving set of the OFDM signal according to claim 15, wherein said compensation vector is computed as time series straight line approximate value from the nearest amount of frequency response fluctuation between pilot symbols.

[Claim 18] The 1st pilot symbol that is pilot symbols with said arbitrary transmission-line-frequency response compensation part, A pilot symbol primary detecting element which detects the 2nd pilot symbol transmitted after the 1st pilot symbol concerned, A frequency response of said 1st pilot symbol is  $\frac{f_1}{f_2}$  by a frequency response of a reference pilot symbol prepared in a

receiver, The 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part that computes the 1st pilot symbol transmission-line-frequency response, A frequency response of said 2nd pilot symbol is  $\times$ (ed) by a frequency response of said reference pilot symbol, The 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part that computes the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response, A compensation vector calculation part which asks for a compensation vector for the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response of said 1st [ the ] being inputted, and compensating change of a frequency response of said transmission line, A receiving set of the OFDM signal according to claim 14 which said compensation vector is inputted and contains a frequency response compensation part which compensates a frequency response of said data symbol.

[Claim 19]A receiving set which receives an OFDM signal having contained a pilot symbol which is transmitted from the transmitting side characterized by comprising the following, has a data symbol constituted with data, and a predetermined frequency component, amplitude and a phase, and is inserted before said one or more data symbols or in the back.

The Fourier converter which carries out the Fourier transform of said received OFDM signal.

A phase compensation part which compensates one side or both sides of a frequency drift of a signal, and a residual phase error which detected said pilot symbol from a signal outputted from said Fourier converter, and was outputted from said Fourier converter.

A demodulation section which a signal with which one side or both sides of a frequency drift and a residual phase error was compensated is inputted, and outputs demodulated data.

[Claim 20]A phase difference value with a phase a phase of a certain pilot symbol and predetermined in said phase compensation part, A receiving set of the OFDM signal according to claim 19 computing and compensating a phase compensation value whose phase of said received data symbol corresponds with said predetermined phase using the nearest phase difference value between pilot symbols.

[Claim 21]A receiving set of the OFDM signal according to claim 20, wherein said phase difference value is computed using average value of a phase of all the pilot carriers contained in each pilot symbol.

[Claim 22]A receiving set of the OFDM signal according to claim 21 computing by weighting of said average value being carried out.

[Claim 23]A receiving set of the OFDM signal according to claim 20, wherein said phase compensation value is computed as time series straight line approximate value from the nearest phase difference value between pilot symbols.

[Claim 24]A receiving set of the OFDM signal according to claim 19 characterized by comprising the following.

The 1st pilot symbol that is pilot symbols with said arbitrary phase compensation part.

A pilot symbol primary detecting element which detects the 2nd pilot symbol transmitted after the 1st pilot symbol concerned.

The 1st pilot symbol phase contrast calculation part which computes a difference of a phase of said 1st pilot symbol, and a predetermined phase.

A phase contrast calculation part between pilot symbols which computes a difference of a phase of said 1st pilot symbol, and a phase of said 2nd pilot symbol, A phase difference value which said 1st pilot symbol phase contrast calculation part computed, and a phase difference value which said phase contrast calculation part between pilot symbols computed are inputted, A phase compensation value calculation part which computes a phase compensation value for correcting

a frequency drift and a residual phase error, and a phase rotating part which said phase compensation value is inputted [ phase rotating part ] and rotates a phase of said data symbol.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]This invention is an orthogonal frequency division multiplex (below Orthogonal FrequencyDivision Multiplexing:). More specifically, it is related with the method of transmitting data using an OFDM signal, and its transceiving equipment via the transmission line of a cable or radio about the transmission system called OFDM.

[0002]

[Description of the Prior Art]In the OFDM transmission system, it is known that the amplitude error and phase error resulting from the distortion in a transmission line, a time synchronization gap, the frequency drift between the transmitting side and a receiver, the phase noise in the local oscillator of a receiver, etc. will cause degradation of a demodulation characteristic. Thus, below, the error factor which causes degradation of a demodulation characteristic and which the input signal received is called frequency response fluctuation.

[0003]Here, in transmission of an OFDM signal, a transmitter is generally inserted in the signal with which the preamble section which has time length longer than 1 symbol length is transmitted in many cases, in order to take the synchronization with a receiver. By using this preamble section, the frequency response of a transmission line can be presumed correctly. But if a preamble section is inserted frequently, while the frequency response of a transmission line can be presumed with sufficient accuracy, access speed falls remarkably.

[0004]Then, in the former, as shown in JP,H8-265293,A, the method of inserting one thru/or two or more pilot carriers between the data carriers in a data symbol is taken, for example.

[0005]By the way, an OFDM signal is constituted by two or more symbols containing some subcarriers which have fixed time length. An above-mentioned data carrier and a pilot carrier are one of the subcarriers. In an above-mentioned conventional example, the phase error of the pilot carrier contained in the data symbol concerned is detected for every data symbol, and the error is compensated.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]However, when there are few pilot carriers per one symbol under the environment which loud noise has produced all over the transmission line, and multipath fading environment according to the above conventional examples, the problem that the detecting accuracy of a phase error deteriorates arises. If the number of pilot carriers is increased, the detecting accuracy of a phase error can be raised, but on the other hand, an occupied bandwidth spreads and the problem that access speed falls arises. It is difficult to compensate to the amplitude error produced by transmission-line distortion.

[0007]Then, this invention without reducing access speed under the environment which loud noise has produced all over the transmission line, and multipath fading environment, Change of the frequency response of the transmission line which it is accurate and is produced by transmission-line distortion, a time synchronization gap, the frequency drift during transmission and reception, and any one or more of the residual phase errors, It compensates to all the subcarriers contained in a symbol, and aims at providing the method of transmitting an OFDM signal by a low error rate, and the transceiving equipment for it.

[0008]

[The means for solving a technical problem and an effect] The 1st invention is the method of transmitting an OFDM signal towards a receiver from the transmitting side, and an OFDM signal, In the transmitting side, including the data symbol constituted with data, and the pilot symbol which has a predetermined frequency component, amplitude, and phase, a pilot symbol, The pilot symbol which was inserted before one or more data symbols or in the back, was transmitted with the data symbol, and was received in the receiver, It is used for change compensation of the frequency response of the transmission-line distortion of the received data symbol, a time synchronization gap, a frequency drift, and the transmission line produced or more by any one of the residual phase errors.

[0009]Thus, in the 1st invention, it has a predetermined frequency component at the transmitting side, and the amplitude and the phase of a subcarrier insert the pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number. In a receiver, the frequency response of a transmission line is presumed with sufficient accuracy using a pilot symbol. The frequency response fluctuation of the data symbol between pilot symbols is compensated from the frequency response difference between [ two ] pilot symbols which only the time length of this estimation result and the data symbol of a predetermined number left. Then, it can restore to a data symbol correctly also under the environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0010]The 2nd invention is an invention subordinate to the 1st invention, and is characterized by a subcarrier which constitutes a pilot symbol being a pilot carrier with which all have predetermined amplitude and a phase.

[0011]Thus, in the 2nd invention, the number of subcarriers per one symbol does not affect symbol length. Therefore, even if all subcarriers are included, access speed cannot fall but can realize a transmission method of an OFDM signal which can correct a phase error with still more sufficient accuracy.

[0012]The 3rd invention is an invention subordinate to the 1st invention, plurality continues and a pilot symbol is inserted before one or more data symbols or in the back.

[0013]Thus, in the 3rd invention, if two or more pilot symbols are inserted continuously, estimation precision of a frequency response of a transmission line in a receiver can improve, and it can restore to a data symbol more correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0014]The 4th invention is an invention subordinate to the 1st invention, and a pilot symbol is periodically inserted before one or more data symbols or in the back.

[0015]Thus, in the 4th invention, when a pilot symbol is inserted periodically, and receiving, it becomes easy to find out a time position of a pilot symbol.

[0016]The 5th invention is an invention subordinate to the 1st invention, and a pilot symbol is aperiodically inserted before one or more data symbols or in the back.

[0017]Thus, in the 5th invention, when [ with an aperiodic pilot symbol ] it is, and carries out and is inserted in an unequal interval, an insertion interval according to speed of change of a transmission line can be chosen.

[0018]An insertion interval and the insertion number at the time of the 6th invention being an invention subordinate to the 5th invention, and inserting a pilot symbol in a data symbol in the transmitting side are adjusted so that it may change accommodative according to a situation of a transmission line.

[0019]Thus, in the 6th invention, transmission efficiency can be raised by changing the insertion

number and an insertion interval of a pilot symbol accommodative according to a situation of a transmission line.

[0020]An insertion interval and the insertion number at the time of the 7th invention being an invention subordinate to the 5th invention, and inserting a pilot symbol in a data symbol in the transmitting side are contained in an OFDM signal as control information.

[0021]Thus, by including the number inserted in an interval by which a pilot symbol is inserted in a sending signal as control information at a data symbol, and per place in the 7th invention, In a receiver, it can restore to a pilot symbol and a data symbol [ based on control information ].

[0022]The 8th invention is an invention subordinate to the 1st invention, and a compensation vector computed as time series straight line approximate value is used for change compensation of a frequency response of a transmission line from a difference of the nearest frequency response between pilot symbols.

[0023]Thus, in the 8th invention, frequency response fluctuation of a data symbol between pilot symbols is compensated using straight line approximate value. Then, since phase change by a frequency drift between pilot symbols has linearity in a time series, it can carry out exact compensation linearly. Since a transmission-line-frequency response has linearity if an insertion interval of a pilot symbol is chosen appropriately, it can compensate correctly linearly in a similar manner.

[0024]the 9th invention is an invention subordinate to the 1st invention -- a frequency drift and a residual phase error -- on the other hand -- or a value computed as time series straight line approximate value is used for change compensation of both sides from the nearest phase difference value between pilot symbols

[0025]Thus, in the 9th invention, a phase error of a data symbol between pilot symbols is compensated using straight line approximate value. Then, since phase change by a frequency drift has linearity in a time series, it can carry out exact compensation linearly.

[0026]The 10th invention is an invention subordinate to the 1st invention, and average value of phase contrast of a pilot carrier which constitutes a pilot symbol is used for change compensation of a frequency response of a transmission line.

[0027]Thus, in the 10th invention, a transmission method of an OFDM signal which can correct a phase error with still more sufficient accuracy by equalizing a phase of a received pilot carrier is realizable.

[0028]The 11th invention is an invention subordinate to the 10th invention, and it is computed by weighting of the average value being carried out.

[0029]Thus, in the 11th invention, an input signal receives distortion by a transmission line and noise. Therefore, weighting according to amplitude value of each career of a receiving pilot symbol is performed, and average value is calculated. If it does in this way, a transmission method of an OFDM signal which can correct a phase error more correctly is realizable.

[0030]The 12th invention is provided with the following.

A data symbol generation part which it is a sending set which transmits an OFDM signal towards a receiver, and send data is inputted, and generates an OFDM data symbol.

A pilot symbol generating section which generates an OFDM pilot symbol.

A symbol selecting part which changes and outputs a signal inputted from a data symbol generation part and a pilot symbol generating section so that a pilot symbol may be inserted before one or more data symbols or in the back.

[0031]Thus, in the 12th invention, a sending set has a predetermined frequency component and

amplitude and a phase insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number. Next, change of a frequency response of a data symbol is compensated with a receiver with sufficient accuracy using a pilot symbol. Then, a data symbol can be correctly transmitted also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0032]The 13th invention is provided with the following.

A frequency-axis top data symbol generation part in which it is the invention subordinate to the 12th invention, and send data is inputted into and a data symbol generation part generates a data symbol on a frequency axis.

A frequency-axis top pilot symbol generating section in which a pilot symbol generating section generates a pilot symbol on a frequency axis including the inverse Fourier transform part which carries out inverse Fourier transform of the signal from a frequency-axis top data symbol generation part.

The inverse Fourier transform part which carries out inverse Fourier transform of the signal from a frequency-axis top pilot symbol generating section.

[0033]Thus, in the 13th invention, a sending set has a predetermined frequency component, and amplitude and a phase of a subcarrier generate first a pilot symbol which has a predetermined pattern, and a data symbol as a signal on a frequency axis, and carry out inverse Fourier transform. Then, an OFDM signal can be generated with simple composition and a data symbol can be correctly transmitted with simple composition also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0034]The 14th invention is provided with the following.

A data symbol which is transmitted from the transmitting side and constituted with data.

The Fourier converter which is a receiving set which receives an OFDM signal having contained a pilot symbol which has a predetermined frequency component, amplitude, and a phase and is inserted before one or more data symbols or in the back, and carries out the Fourier transform of the received OFDM signal.

A transmission-line-frequency response compensation part which compensates change of a frequency response of a transmission line to a signal which detected a pilot symbol from a signal outputted from the Fourier converter, and was outputted from the Fourier converter.

A demodulation section which a signal with which change of a frequency response of a transmission line was compensated is inputted, and outputs demodulated data.

[0035]Thus, in the 14th invention, it has a predetermined frequency component at the transmitting side, amplitude and a phase of a subcarrier insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number, and the amount of frequency response fluctuation is detected with sufficient accuracy by a receiver using a pilot symbol. Then, it can restore to a data symbol correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0036]The 15th invention is an invention subordinate to the 14th invention, and a transmission-line-frequency response compensation part, A frequency response of a certain pilot symbol, and a frequency response of a pilot symbol nearest to the pilot symbol concerned, A compensation vector whose frequency response of a received data symbol corresponds with a frequency response of a reference pilot symbol is computed and compensated using a frequency response of a reference pilot symbol prepared in a receiver.



[0037] Thus, in the 15th invention, it has a predetermined frequency component at the transmitting side, amplitude and a phase of a subcarrier insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number, and a transmission-line-frequency response is presumed with sufficient accuracy by a receiver using a pilot symbol. From a frequency response difference between [ two ] pilot symbols which only time length of this result and a data symbol of a predetermined number left, if frequency response fluctuation of a data symbol between pilot symbols is compensated, It can restore to a data symbol correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0038] The 16th invention is an invention subordinate to the 15th invention, and a compensation vector is computed to all the subcarriers contained in a received data symbol using all the pilot carriers contained in each pilot symbol, respectively.

[0039] Thus, in the 16th invention, since it is individually computed for every subcarrier, when transmission-line distortion and a time synchronization gap arise, even if a compensation vector is a case where it is used, for example in mobile communications, it can compensate frequency response fluctuation and can restore to a data symbol correctly.

[0040] The 17th invention is an invention subordinate to the 15th invention, and a compensation vector is computed as time series straight line approximate value from the nearest amount of frequency response fluctuation between pilot symbols.

[0041] Thus, in the 17th invention, frequency response fluctuation of a data symbol between pilot symbols is compensated using straight line approximate value. Then, when it can be regarded as a linear change between pilot symbols in which a transmission line change is inserted, exact compensation can be carried out linearly. Since phase change by a frequency drift has linearity in a time series, an effect of a linear compensation is demonstrated.

[0042] The 18th invention is provided with the following.

The 1st pilot symbol that is the invention subordinate to the 14th invention and is pilot symbols with an arbitrary transmission-line-frequency response compensation part.

A pilot symbol primary detecting element which detects the 2nd pilot symbol transmitted after the 1st pilot symbol concerned.

The 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part that computes the 1st pilot symbol transmission-line-frequency response by  $\frac{\text{frequency response of the 1st pilot symbol}}{\text{frequency response of a reference pilot symbol}}$  prepared in a receiver.

A frequency response of the 2nd pilot symbol is  $\frac{\text{frequency response of the 2nd pilot symbol}}{\text{frequency response of a reference pilot symbol}}$ , The 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part that computes the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response, A frequency response compensation part which the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response of the 1st is inputted, and a compensation vector is inputted as a compensation vector calculation part which asks for a compensation vector for compensating change of a frequency response of a transmission line, and compensates a frequency response of a data symbol.

[0043] Thus, in the 18th invention, in the transmitting side, it has a predetermined frequency component and amplitude and a phase insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number. In a receiver, division of the 1st pilot symbol first detected from an input signal and the 2nd pilot symbol is done by a predetermined reference pilot symbol prepared by a receiver, and a frequency response of a transmission line of the 1st and the 2nd pilot symbol is calculated. Next, a difference of a transmission-line-frequency response of the 1st pilot symbol and a transmission-line-frequency response of the 2nd pilot

symbol is searched for. It can ask for a compensation vector to a data symbol from a transmission-line-frequency response difference between this pilot symbol. Therefore, transmission-line distortion, a time synchronization gap, a frequency drift, and a residual phase error of a data symbol can be compensated correctly.

[0044]The 19th invention is provided with the following.

A data symbol which is transmitted from the transmitting side and constituted with data.

The Fourier converter which is a receiving set which receives an OFDM signal having contained a pilot symbol which has a predetermined frequency component, amplitude, and a phase and is inserted before one or more data symbols or in the back, and carries out the Fourier transform of the received OFDM signal.

A phase compensation part which compensates one side or both sides of a frequency drift of a signal, and a residual phase error which detected a pilot symbol from a signal outputted from the Fourier converter, and was outputted from the Fourier converter.

A demodulation section which a signal with which one side or both sides of a frequency drift and a residual phase error was compensated is inputted, and outputs demodulated data.

[0045]Thus, in the 19th invention, it has a predetermined frequency component at the transmitting side, and amplitude and a phase insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number, it is a receiver and phase error detection is performed with sufficient accuracy using a pilot symbol. Then, it can restore to a data symbol correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0046]The 20th invention is an invention subordinate to the 19th invention, and a phase compensation part, A phase compensation value whose phase of a received data symbol corresponds with a predetermined phase is computed and compensated using a phase difference value of a phase of a certain pilot symbol, and a predetermined phase, and the nearest phase difference value between pilot symbols.

[0047]Thus, in the 20th invention, it has a predetermined frequency component at the transmitting side, and amplitude and a phase insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number, it is a receiver and phase error detection is performed with sufficient accuracy using a pilot symbol. From phase contrast between [ two ] pilot symbols which only time length of this detection result and a data symbol of a predetermined number left, if a phase error of a data symbol between pilot symbols is compensated, It can restore to a data symbol correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0048]The 21st invention is an invention subordinate to the 20th invention, and a phase difference value is computed using average value of a phase of all the pilot carriers contained in each pilot symbol.

[0049]Thus, in the 21st invention, a receiving set of an OFDM signal which can correct a phase error with still more sufficient accuracy by equalizing a phase of a received pilot carrier is realizable.

[0050]The 22nd invention is an invention subordinate to the 21st invention, and it is computed by weighting of the average value being carried out.

[0051]Thus, in the 22nd invention, an input signal receives distortion by a transmission line and noise. Therefore, weighting according to amplitude value of each career of a receiving pilot symbol is performed, and average value is calculated. If it does in this way, a receiving set of an

OFDM signal which can correct a phase error more correctly is realizable.

[0052]The 23rd invention is an invention subordinate to the 20th invention, and a compensation value is computed as time series straight line approximate value from the nearest phase difference value between pilot symbols.

[0053]Thus, in the 23rd invention, a phase error of a data symbol between pilot symbols is compensated using straight line approximate value. Then, since phase change by a frequency drift has linearity in a time series, it can carry out exact compensation linearly.

[0054]The 24th invention is provided with the following.

The 1st pilot symbol that is the invention subordinate to the 19th invention and is pilot symbols with an arbitrary phase compensation part.

A pilot symbol primary detecting element which detects the 2nd pilot symbol transmitted after the 1st pilot symbol concerned.

The 1st pilot symbol phase contrast calculation part which computes a difference of a phase of the 1st pilot symbol, and a predetermined phase.

A phase contrast calculation part between pilot symbols which computes a difference of a phase of the 1st pilot symbol, and a phase of the 2nd pilot symbol, A phase compensation value calculation part which computes a compensation value for a phase difference value which the 1st pilot symbol phase contrast calculation part computed, and a phase difference value which a phase contrast calculation part between pilot symbols computed being inputted, and correcting a frequency drift and a residual phase error, A phase rotating part which a compensation value is inputted [ phase rotating part ] and rotates a phase of a data symbol.

[0055]Thus, according to the 24th invention, in the transmitting side, it has a predetermined frequency component and amplitude and a phase insert a pilot symbol which has a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number. In a receiver, phase contrast of the 1st pilot symbol first detected from an input signal and a predetermined reference pilot symbol prepared by a receiver is searched for. Next, phase contrast of the 1st pilot symbol and the 2nd pilot symbol detected behind is searched for. By these, a phase error of two pilot symbols can be found and a phase compensation value to a data symbol can be calculated. Therefore, a frequency drift and a residual phase error of a data symbol can be compensated correctly.

[0056]

[Embodiment of the Invention](A 1st embodiment) The transmission method concerning a 1st embodiment of this invention is explained first. In the transmission method concerning a 1st embodiment of this invention, drawing 1 is a figure showing the composition of the OFDM signal transmitted. As shown in drawing 1, two or more data symbols continue after the pilot symbol which has a predetermined frequency component and has a pattern predetermined in the amplitude and phase. And a pilot symbol continues after a data symbol. Thus, the OFDM signal in the transmission method concerning a 1st embodiment of this invention is the composition that the pilot symbol was inserted before and after one thru/or two or more data symbols. The number of the pilot symbols inserted may be one, and the continuous plurality may be sufficient as them.

[0057]Here, although an OFDM signal contains some subcarriers, the number of the subcarriers per one symbol does not affect symbol length. Therefore, predetermined amplitude and phase may be given to all the subcarriers, and predetermined amplitude and phase may be given to some of the subcarriers. But in order to compensate frequency response fluctuation with sufficient accuracy, it is preferred to give predetermined amplitude and phase to all subcarriers.

[0058]As mentioned above, in transmission of an OFDM signal, a transmitter inserts the

preamble section which has time length longer than 1 symbol length in the signal to transmit in many cases, in order to take the synchronization with a receiver. In drawing 1, a preamble section may be inserted at the time of a transmission start, and may be inserted at a proper interval. But if a preamble section is inserted frequently, while frequency response fluctuation is correctable with sufficient accuracy, access speed falls remarkably. Therefore, as for a preamble section, according to the transmission method concerning a 1st embodiment of this invention, it is preferred for it to be inserted at the time of a transmission start, or to be inserted by little frequency.

[0059]The preamble section may contain the insertion interval and the number to the data symbol of the pilot symbol as control information. Then, control information can be analyzed in a receiver and a pilot symbol and a data symbol can be distinguished.

[0060]Control information may be inserted as a data symbol or a control information symbol after the 1st pilot symbol. Then, it can restore to the control information concerned without an error as a usual OFDM signal.

[0061]In this way, in the transmitting side, a pilot symbol is inserted before and after one or more data symbols, it is transmitted with a data symbol, and the above OFDM signals are transmitted. Then, in a receiver, the frequency response of a transmission line is presumed with sufficient accuracy using a pilot symbol.

[0062]The frequency response fluctuation of the data symbol between pilot symbols is compensated from the difference of the transmission-line-frequency response between [ two ] pilot symbols which only the time length of this estimation result and the data symbol of a predetermined number left. Then, the transmission method which can restore to a data symbol correctly under the environment which multipath fading environment and loud noise have produced is realizable.

[0063]Here, in drawing 1 (a), make the pilot symbol in front of a data symbol into the 1st pilot symbol, and let the pilot symbol which continues after a data symbol be the 2nd pilot symbol. The time interval of the 1st pilot symbol and the 2nd pilot symbol, The interval which inserts a pilot symbol when change of a transmission line is small is lengthened, and when change of a transmission line is large, the interval to insert is shortened to such an extent that change of the transmission line between pilot symbols turns into a linear change. Thus, transmission efficiency can be raised by changing the interval which inserts a pilot symbol accommodative according to the situation of a transmission line.

[0064]The situation of a transmission line may be measured and judged in the transmitting side, and the situation of the transmission line first measured by the receiver may be fed back to the transmitting side, and may be judged in the transmitting side.

[0065]A pilot symbol may be inserted periodically and may be inserted aperiodically. When a pilot symbol is inserted periodically, and receiving, it becomes easy to detect the time position of a pilot symbol. When [ aperiodic ] it is, and carries out and is inserted in an unequal interval, the insertion interval according to the speed of change of a transmission line can be chosen. With the case with an aperiodic pilot symbol where are, and carry out and it is inserted in an unequal interval. It expresses that it is not a case where the pilot symbol is periodically inserted over the whole period of a signal transmission, and the case where a pilot symbol is periodically inserted in some [ in a signal transmission ] periods is not eliminated.

[0066]Here, when inserted aperiodically, the control information symbol included the control information which shows the interval and the number which insert a pilot symbol immediately after the 1st pilot symbol as shown in drawing 1 (b) is inserted. Thus, by arranging control

information, it can restore to control information based on the transmission-line-frequency response presumed by the 1st pilot symbol. Therefore, it can recover from the case where it is contained in a preamble section, correctly.

[0067]As shown in drawing 1 (c), the 1st pilot symbol may be constituted by two pilot symbols in order to raise the estimation precision of the transmission-line-frequency response in a pilot symbol portion. As shown in drawing 1 (d), the number of the pilot symbols inserted may be two, respectively, and three more or more may be inserted continuously. In such a case, the transmission-line-frequency response of a pilot symbol can be correctly presumed by equalizing the transmission-line-frequency response of each pilot symbol.

[0068]The OFDM signal of the above composition is generable with the following sending sets, for example. Drawing 2 is a mimetic diagram showing the composition of the sending set concerning a 1st embodiment of this invention. Below, it is considered as the M number of data symbols, and is considered as the N number of the subcarriers per one symbol.

[0069]This sending set is provided with the following in drawing 2.

The OFDM data symbol generation part 1 which generates a data symbol from the inputted send data.

The OFDM pilot symbol generating section 2 which generates the pilot symbol which has the above predetermined frequency components and has a pattern predetermined in the amplitude and phase.

The symbol selecting part 3 which two signals from the OFDM data symbol generation part 1 and the OFDM pilot symbol generating section 2 are inputted, and chooses and outputs ones of those signals.

The D/A conversion part 4 which changes into analog data the digital data outputted from the symbol selecting part 3, and outputs a sending signal.

[0070]Drawing 3 is a block diagram showing the detailed composition of the OFDM data symbol generation part 1 in the sending set concerning a 1st embodiment of this invention, and the OFDM pilot symbol generating section 2. In drawing 3 (a), the OFDM data symbol generation part 1 is provided with the following.

Frequency-axis top data symbol generation part 11.

Inverse Fourier transform part 12.

In drawing 3 (b), the OFDM pilot symbol generating section 2 is provided with the following.

Frequency-axis top pilot symbol generating section 21.

Inverse Fourier transform part 22.

[0071]Here, data to transmit is inputted into the OFDM data symbol generation part 1 in drawing 2. The inputted data is changed into a data symbol and inputted into the symbol selecting part 3.

[0072]Data to transmit to details in drawing 3 (a) more is first inputted into the frequency-axis top data symbol generation part 11. The frequency-axis top data symbol generation part 11 outputs the frequency-axis top data symbol constituted by many data carriers arranged at the predetermined intervals on the frequency axis. Inverse Fourier transform of this frequency-axis top data symbol is carried out by the inverse Fourier transform part 12, and it is changed into the OFDM data symbol arranged on the time-axis. The changed OFDM data symbol is inputted into the symbol selecting part 3.

[0073]The pilot symbol which, on the other hand, has the above predetermined frequency components, and has a pattern predetermined in the amplitude and phase is generated by the

OFDM pilot symbol generating section 2, and is inputted into the symbol selecting part 3.

[0074]In drawing 3 (b), the frequency-axis top pilot symbol constituted by many pilot carriers arranged by the frequency-axis top pilot symbol generating section 21 at the predetermined intervals on the frequency axis is outputted more to details. Inverse Fourier transform of this frequency-axis top pilot symbol is carried out by the inverse Fourier transform part 22, and it is changed into the OFDM pilot symbol arranged on the time-axis. The changed OFDM pilot symbol is inputted into the symbol selecting part 3.

[0075]The symbol selecting part 3 chooses and outputs one signal between two signals inputted as mentioned above. For example, the symbol selecting part 3 shall output a signal as shown in drawing 1 (a) in which one pilot symbol was inserted every three data symbols.

[0076]In such a case, the symbol selecting part 3 chooses the signal from the OFDM pilot symbol generating section 2 first. A pilot symbol is the timing one partial output is finished by carrying out, and the symbol selecting part 3 chooses the signal from the OFDM data symbol generation part 1. Then, a data symbol is the timing 3 partial outputs are finished by carrying out, and the symbol selecting part 3 chooses the signal from the OFDM pilot symbol generating section 2. A pilot symbol is the timing one partial output is finished by carrying out, and the symbol selecting part 3 chooses the signal from the OFDM data symbol generation part 1 again. And the symbol selecting part 3 can output continuously an OFDM signal as shown in drawing 1 (a), if the signal chosen like the above is changed. [ one ] [ after another ]

[0077]The signal outputted from the symbol selecting part 3 as mentioned above is inputted into the D/A conversion part 4. The D/A conversion part 4 changes the inputted signal into analog data from digital data, and outputs it as a sending signal.

[0078]Thus, the sending set concerning a 1st embodiment of this invention has a predetermined frequency component, and inserts the pilot symbol in which amplitude and a phase have a predetermined pattern for every data symbol of a predetermined number. If change of the frequency response of a data symbol is compensated with a receiver with sufficient accuracy by using such a sending set using a pilot symbol, a data symbol can be correctly transmitted also under the environment which multipath fading environment and loud noise have produced.

[0079]Next, drawing 4 is a mimetic diagram showing the composition of the receiving set concerning a 1st embodiment of this invention. This receiving set is provided with the following in drawing 4.

The Fourier converter 5 which carries out the Fourier transform of the inputted input signal.

The transmission-line-frequency response compensation part 6 which compensates change of the frequency response of the signal outputted from the Fourier converter 5.

The demodulation section 7 which restores to the signal outputted from the transmission-line-frequency response compensation part 6.

[0080]In drawing 4, the Fourier converter 5 carries out the Fourier transform of each symbol, and outputs the data of a frequency domain. As for the outputted data, change of the frequency response of a transmission line is removed by the transmission-line-frequency response compensation part 6. It restores to the data from which frequency response fluctuation was removed as a data symbol by the demodulation section 7.

[0081]Next, drawing 5 is a mimetic diagram showing the composition of the transmission-line-frequency response compensation part in the receiving set concerning a 1st embodiment of this invention in detail. In drawing 5, the transmission-line-frequency response compensation part 6 in this receiving set is provided with the following.

The pilot symbol primary detecting element 61 which detects a pilot symbol from the signal outputted from the Fourier converter 5.

The 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 62 which computes the value which  $\div$  (ed) the 1st pilot symbol outputted from the pilot symbol primary detecting element 61 by the reference pilot symbol.

The 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 63 which computes the value which  $\div$  (ed) the 2nd pilot symbol outputted from the pilot symbol primary detecting element 61 by the reference pilot symbol.

The compensation vector calculation part 64 which computes a compensation vector by the output from the 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 62 and the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 63 being inputted, The frequency response compensation part 65 made to compensate for the frequency response of the signal outputted from the pilot symbol primary detecting element 61 based on the output from the compensation vector calculation part 64.

[0082]In drawing 5, the pilot symbol primary detecting element 61 detects a pilot symbol from the data of the frequency domain by which the Fourier transform was carried out. The 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 62, Division of the subcarrier contained in the 1st pilot symbol is done by the subcarrier contained in the reference pilot symbol stored in the memory (not shown) etc. in which it was provided in the receiving set, and the frequency response of a transmission line is presumed.

[0083]The reference pilot symbol stored in this memory is the same ideal pilot symbol as the state where there is no frequency-response-fluctuation error at the time of reception. Therefore, if division of the frequency response of the subcarrier contained in the 1st pilot symbol is done by the subcarrier contained in a reference pilot symbol, the frequency response of a transmission line can be calculated.

[0084]Drawing 6 is a mimetic diagram showing the subcarrier contained in the 1st pilot symbol that has the complex amplitude of  $P_1$ , and the subcarrier contained in the reference pilot symbol which has the complex amplitude of  $P_r$ . The 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 62, The complex amplitude  $P_1$  of the subcarrier contained in the 1st pilot symbol as shown in drawing 6 (a), Division is done by complex amplitude  $P_r$  of the subcarrier contained in the reference pilot symbol stored in the memory of a receiver as shown in drawing 6 (b), and frequency response  $P_a$  of a transmission line is computed. The formula becomes like a following formula (1).

[0085]

$$P_a(i) = P_1(i) / P_r(i) \quad \text{-- (1)}$$

However,  $i$  is the arbitrary integers from 1 to  $N$ .

[0086]As mentioned above, in being the plurality which the pilot symbol inserted followed, it equalizes and uses the transmission-line-frequency response of each pilot symbol. Then, the transmission-line-frequency response of a pilot symbol can be presumed more correctly.

[0087]In drawing 5, the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 63, Division of the subcarrier contained in the 2nd pilot symbol is done by the subcarrier contained in the reference pilot symbol stored in the memory etc. in which it was provided in the receiving set, and the frequency response of the transmission line in the 2nd pilot symbol is presumed.

[0088]Drawing 7 is a mimetic diagram showing the subcarrier contained in the 2nd pilot symbol

that has the complex amplitude of P2, and the subcarrier contained in the reference pilot symbol which has the complex amplitude of Pr. The 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part 63, The complex amplitude P2 of the subcarrier contained in the 2nd pilot symbol as shown in drawing 7 (a), Division is done by complex amplitude Pr of the subcarrier contained in the reference pilot symbol stored in the memory of a receiver as shown in drawing 7 (b), and the frequency response Pb of a transmission line is computed. The formula becomes like a following formula (2).

[0089]

$$Pb(i)=P2(i)/Pr(i) \quad \text{-- (2)}$$

However, i is the arbitrary integers from 1 to N.

[0090]When it is the plurality which the 2nd pilot symbol inserted followed, it is as having mentioned above by equalizing the transmission-line-frequency response of each pilot symbol that the transmission-line-frequency response of the 2nd pilot symbol can be presumed more correctly.

[0091]The compensation vector calculation part 64 the compensation vector Vk to each data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol, It asks by linear approximation obtained from 1st pilot symbol transmission-line-frequency response Pa and the 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response Pb. Here, it asks by linear approximation because the pilot symbol is inserted at the short interval and the phase change by a frequency drift has linearity in a time series so that change of a transmission line may become linear. Therefore, according to linear approximation, exact compensation can be carried out linearly.

[0092]Drawing 8 is the graph which expressed the relation with the vertical axis for the compensation vector Vk to each data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol for the horizontal axis, the number, i.e., the time, of each symbol. As shown in drawing 8, it turns out that it can ask for the compensation vector Vk to each data symbol by linear approximation from the difference of the transmission-line-frequency response between pilot symbols.

[0093]Here, the number of data symbols which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol is made into M pieces, and sets to k a certain data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol. However, k is taken as the arbitrary integers from 1 to M. Above-mentioned linear approximation can express the expression which computes the compensation vector Vk to each data symbol like a following formula (3) on the assumption that the above.

[Equation 1]

$$Vk(i)=Pa(i)+\frac{Pb(i)-Pa(i)}{M+1}\times k \quad \dots \quad (3)$$

However, k is the arbitrary integers from 1 to M.

[0094]Next, the frequency response compensation part 65 compensates the frequency response fluctuation of the subcarrier contained in each data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol by the compensation vector for which it asked as mentioned above.

[0095]Drawing 9 is a mimetic diagram showing the situation of compensation of the frequency response fluctuation in the k-th data symbol. The frequency response fluctuation of the subcarrier contained in each data symbol is compensated like a following formula (4) from the compensation vector for which it asked.

$$C'k(i)=Ck(i)/Vk(i) \quad \text{-- (4)}$$



[0096] Compensation of frequency response fluctuation of the above data symbol is performed to  $k$  data symbols which exist from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol. Therefore, these data symbols are once saved actually at a data symbol storage parts store which was provided in a receiving set and which is not illustrated. After a compensation vector is computed, a data symbol saved at the data symbol storage parts store concerned will be read, on the other hand compensation of frequency response fluctuation will be performed.

[0097] Typically, a data symbol storage parts store which is not illustrated is provided in the preceding paragraph thru/or an inside of the frequency response compensation part 65. And each data symbol saved by data symbol storage parts store is compensated for frequency response fluctuation by the frequency response compensation part 65 after the compensation vector  $V_k$  to each data symbol is computed by the compensation vector calculation part 64.

[0098] Therefore, in a method used for this receiving set concerning a 1st embodiment, since it cannot get over after receiving the 1st pilot symbol until it receives the 2nd pilot symbol, fixed processing time starts. Therefore, this method is suitable with a receiving method used in image transmission and broadcast type transmission of which resending is not required immediately.

[0099] as mentioned above, a compensation vector which compensates change of a frequency response received by a transmission line change of each subcarrier contained in a pilot symbol is computable. At this point, a compensation vector is computable to all the subcarriers more correctly than a method of a conventional example which inserts a pilot carrier in each data symbol. The number of pilot carriers inserted by the conventional method is because it is difficult to compute frequency response fluctuation of a transmission line correctly over a perimeter wave number belt as compared with the number of all the subcarriers according to the method of the former [ things / few / very ].

[0100] Thus, the frequency response compensation part 65 can remove change of a frequency response in a transmission line of inputted data. When change of a transmission line can consider especially that it is a linear change between pilot symbols, By compensating a frequency response of a data symbol between pilot symbols using straight line approximate value, it can restore to a data symbol correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced. Since phase change by a frequency drift has linearity in a time series, it can carry out exact compensation linearly.

[0101] When there is little change of a transmission line, compensation of transmission-line-frequency response change in a data symbol between two pilot symbols may be performed only by a pilot symbol which is in front in time between two pilot symbols. Then, even if it does not receive a pilot symbol which is behind, transmission-line-frequency response change of a data symbol can be compensated.

[0102] (A 2nd embodiment) A transmission method concerning a 2nd embodiment of this invention is the same as that of a 1st above-mentioned embodiment almost. And since composition of a sending set concerning a 2nd embodiment of this invention is the same as that of a sending set concerning a 1st above-mentioned embodiment, the explanation is omitted. However, since it differs from composition of a receiving set concerning a 1st above-mentioned embodiment selectively, composition of a receiving set concerning a 2nd embodiment of this invention is hereafter explained focusing on a point of difference.

[0103] Drawing 10 is a mimetic diagram showing composition of a receiving set concerning a 2nd embodiment of this invention. This receiving set is provided with the following in drawing 10.

Fourier converter 5.

The phase compensation part 26 which compensates a phase of a signal outputted from the Fourier converter 5.

The demodulation section 7 which restores to a signal outputted from the phase compensation part 26.

Therefore, to a receiving set of drawing 4, this receiving set is changed to the transmission-line-frequency response compensation part 6, and is provided with the phase compensation part 26.

[0104]In drawing 10, as for data outputted from the Fourier converter 5, a gap and a residual phase error of frequency are removed by the phase compensation part 26. Detailed composition of the phase compensation part 26 is mentioned later. It restores to data from which an error was removed by the demodulation section 7.

[0105]Next, drawing 11 is a mimetic diagram showing composition of the phase compensation part 26 in a receiving set concerning a 2nd embodiment of this invention in detail. In drawing 11, the phase compensation part 26 in this receiving set is provided with the following.

The pilot symbol primary detecting element 261 which detects a pilot symbol from a signal outputted from the Fourier converter 5.

The 1st pilot symbol phase contrast calculation part 262 that computes phase contrast of the 1st pilot symbol outputted from the pilot symbol primary detecting element 261, and a predetermined reference pilot symbol.

The phase contrast calculation part 263 between pilot symbols which computes phase contrast between pilot symbols outputted from the pilot symbol primary detecting element 261.

The phase compensation value calculation part 264 which computes a phase compensation value by an output from the 1st pilot symbol phase contrast calculation part 262 and the phase contrast calculation part 263 between pilot symbols being inputted, The phase rotating part 265 which rotates a phase of a signal outputted from the pilot symbol primary detecting element 261 based on an output from the phase compensation value calculation part 264.

[0106]In drawing 11, the pilot symbol primary detecting element 261 detects a pilot symbol from data of a frequency domain by which the Fourier transform was carried out like the pilot symbol primary detecting element 61 of drawing 5. The 1st pilot symbol phase contrast calculation part 262 searches for a difference with a phase of a subcarrier contained in a reference pilot symbol stored in a phase of a subcarrier contained in the 1st pilot symbol, a memory (not shown) provided in a receiving set, etc.

[0107]A reference pilot symbol stored in this memory is the same ideal pilot symbol as a receiving set concerning a 1st embodiment. Therefore, if a difference of a phase of a subcarrier contained in the 1st pilot symbol and a phase of a subcarrier contained in a reference pilot symbol is searched for, a phase error produced by transmission can be searched for.

[0108]Drawing 12 is a mimetic diagram showing a subcarrier contained in the 1st pilot symbol that has a phase of  $\phi_1$ , and a subcarrier contained in a reference pilot symbol which has a phase of  $\phi_{r1}$ . The 1st pilot symbol phase contrast calculation part 262, Difference  $\phi_{ips}$  with phase  $\phi_{r1}$  of a subcarrier contained in a reference pilot symbol stored in the phase  $\phi_1$  of a subcarrier contained in the 1st pilot symbol as shown in drawing 12 (a), and a memory of a receiver as shown in drawing 12 (b) is computed. The formula becomes like a following formula (5).

$$\phi_{ips}(i) = \phi_1(i) - \phi_{r1}(i) \quad (5)$$

However,  $i$  is the arbitrary integers from 1 to  $N$ .

[0109]The 1st pilot symbol phase contrast calculation part 262 equalizes phase contrast only a

part of the number of subcarriers. When setting an equalized value to  $\phi p$ , the formula becomes like a following formula (6).

[Equation 2]

$$\phi p = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi p s(i) \quad \dots \quad (6)$$

[0110]But an input signal receives distortion by a transmission line and noise. Therefore, when asking for  $\phi p$ , weighting according to the amplitude value of each career of a receiving pilot symbol is performed, and it becomes [ be / in quest of average value / it / more exact ]. Then, the calculating method is described hereafter.

[0111]First, the complex signal of the  $i$ -th subcarrier contained in the 1st received pilot symbol is made into  $A1(i)$ , the complex signal of the  $i$ -th subcarrier contained in the 2nd received pilot symbol is made into  $A2(i)$ , and amplitude of the  $i$ -th subcarrier of a reference pilot symbol is made into  $R(i)$ .  $\phi p$  is computed by a following formula (7) on the assumption that the above.

[Equation 3]

$$\begin{aligned} \phi p &= -\text{angle} \left[ \sum_{i=1}^N \left( \frac{R(i)}{A1(i)} |A1(i)|^2 \right) \right] \\ &= -\text{angle} \left[ \sum_{i=1}^N (R(i) \times A1(i)^*) \right] \quad \dots \quad (7) \end{aligned}$$

However, \* in an upper type (7) shall express a complex conjugate, and angle shall express the phase angle of a complex number.

[0112]If average value is computed as mentioned above, weighting of each ingredient will be carried out with the power value of  $A1(i)$ . Therefore, the phase of the large career of amplitude value has the large contribution to average value, and, as for the phase of the small career of amplitude value, the contribution to average value becomes small. Even if an input signal receives distortion from the above thing by a transmission line and noise, more exact average value is computable.

[0113]Next, the phase contrast calculation part 263 between pilot symbols searches for the phase contrast of the phase of the subcarrier contained in the 1st pilot symbol, and the phase of the subcarrier contained in the 2nd pilot symbol.

[0114]Drawing 13 is a mimetic diagram showing the subcarrier contained in the 1st pilot symbol that has a phase of  $\phi 1$ , and the subcarrier contained in the 2nd pilot symbol that has a phase of  $\phi 2$ . The phase contrast calculation part 263 between pilot symbols computes the phase contrast  $\phi$  of the phase  $\phi 1$  of the subcarrier contained in the 1st pilot symbol as shown in drawing 13 (a), and the phase  $\phi 2$  of the subcarrier contained in the 2nd pilot symbol as shown in drawing 13 (b). The formula becomes like a following formula (8).

$$\phi(i) = \phi 1(i) - \phi 2(i) \quad \dots \quad (8)$$

However,  $i$  shall be the arbitrary integers from 1 to  $N$ .

[0115]The phase contrast calculation part 263 between pilot symbols equalizes phase contrast only a part of the number of subcarriers. When setting an equalized value to  $\phi a$ , the formula becomes like a following formula (9).

[Equation 4]

$$\phi a = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi(i) \quad \dots \quad (9)$$

[0116]As mentioned above, phase contrast is correctly computable covering the frequency of all the subcarriers by equalizing only a number of all the subcarriers of parts contained in a pilot symbol. At this point, phase contrast can be computed more correctly than the method of the conventional example which inserts a pilot carrier in each data symbol. Since there are very few pilot carriers inserted by the conventional method as compared with the number of all the subcarriers, in the conventional method, it is because phase contrast is correctly uncomputable over a perimeter wave number belt.

[0117]But it is more exact to perform weighting according to the amplitude value of each career of a receiving pilot symbol, and to calculate average value after that like the above-mentioned, about the above averaging method. Then, when setting the equalized value to phia like the above-mentioned, the formula becomes like a following formula (10).

[Equation 5]

$$\phi a = \text{angle} \left[ \sum_{i=1}^N \left( \frac{A2(i)}{A1(i)} |A1(i)|^2 \right) \right]$$

$$= \text{angle} \left[ \sum_{i=1}^N (A2(i) \times A1(i)^*) \right] \quad \dots \quad (10)$$

[0118]If average value is computed as mentioned above, since weighting of each ingredient is carried out with the power value of A1(i), the phase of the large career of amplitude value will have the large contribution to average value, and, as for the phase of the small career of amplitude value, the contribution to average value will become small. Therefore, even if an input signal receives distortion by a transmission line and noise, it can compute more exact average value.

[0119]When average value is computed in this way, it becomes impossible but to compute a compensation value individually for every subcarrier like the receiving set concerning a 1st embodiment. On the other hand, if a compensation value is individually computed like the receiving set concerning a 1st embodiment when some subcarriers contained in the pilot symbol concerned are oppressed at the time of reception of a pilot symbol or it has disappeared, compensation accuracy will fall conversely. Therefore, this receiving set is [ as opposed to / especially / a frequency drift or a phase noise in which all the careers receive distortion / like / about one ] effective. Specifically, transmission-line distortion is suitable for this receiving set to communication of a small state of rest. On the other hand, the receiving set concerning a 1st embodiment is suitable for the mobile communications which transmission-line distortion is changed on a time series, or a time synchronization gap produces.

[0120]Next, it asks for the phase compensation value calculation part 264 by linear approximation which can obtain phase compensation value phid to each data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol from phase contrast between pilot symbols phia. Here, it asks by linear approximation because phase change by a frequency drift has linearity in a time series. Therefore, according to linear approximation, exact compensation can be carried out linearly.

[0121]Drawing 14 is the graph which expressed the relation with a vertical axis for phase compensation value phid to each data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol for a horizontal axis, a number, i.e., time, of each symbol. As shown in drawing 14, it turns out that it can ask for phase compensation value phid to each data symbol by linear

approximation from phase contrast between pilot symbols  $\phi_{pia}$ .

[0122] Here, the number of data symbols which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol is made into  $M$  pieces, and sets to  $k$  a certain data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol. However,  $k$  is taken as arbitrary integers from 1 to  $M$ . Above-mentioned linear approximation can express expression which computes phase compensation value  $\phi_{hid}$  to each data symbol like a following formula (11) on the assumption that the above. [Equation 6]

$$\phi_d(k) = \phi_p + \frac{\phi_a}{M+1} \times k \quad \dots \quad (11)$$

[0123] Next, the phase rotating part 265 compensates the phase of the subcarrier contained in each data symbol which exists from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol by the phase compensation value calculated as mentioned above. Drawing 15 is a mimetic diagram showing the situation of the phase compensation in the  $k$ -th data symbol. The phase of the subcarrier contained in each data symbol is compensated like a following formula (12) from the calculated phase compensation value.

[0124]

$$C'_k(i) = C_k(i) \exp(j \cdot \phi_{hid}(k)) \quad \dots \quad (12)$$

However,  $i$  and  $k$  are the arbitrary integers from 1 to  $N$ .

[0125] The above phase compensation is performed to  $M$  data symbols which exist from the 1st pilot symbol to the 2nd pilot symbol. Therefore, these data symbols are actually saved like a receiving set concerning a 1st embodiment at a data symbol storage parts store which is not once illustrated. After a phase compensation value is computed, a data symbol saved at the data symbol storage parts store concerned will be read, on the other hand phase compensation will be performed. Therefore, this receiving set is suitable with a receiving method used in image transmission and broadcast type transmission of which resending is not immediately required like a receiving set concerning a 1st embodiment.

[0126] Thus, the phase compensation part 26 removes a frequency drift and a residual phase error of inputted data. And if a phase error of a data symbol between pilot symbols is compensated using straight line approximate value, it can restore to a data symbol correctly also under environment which multipath fading environment and loud noise have produced. Since phase change by a frequency drift has linearity in a time series, it can carry out exact compensation linearly. Therefore, according to this receiving set thru/or the receiving method, an effect becomes [ as opposed to / especially / linear phase errors such as a frequency drift, ] high.

[0127] As shown in an upper type (12), in this receiving set, phase compensation of all the subcarriers contained in one data symbol is carried out by one phase compensation value.

Therefore, as compared with the transmission-line-frequency response compensation part 6 of a receiving set concerning a 1st embodiment that computes a compensation value individually for every subcarrier, and compensates frequency response fluctuation, the phase compensation part 26 of this receiving set can be made into a simpler equipment configuration.

[0128] Specifically, the frequency response compensation part 65 contained in the transmission-line-frequency response compensation part 6 is composition which has an internal memory which memorizes a compensation value corresponding to all the subcarriers, uses each compensation value, and is controlled thru/or calculated individually. On the other hand, the phase rotating part 265 contained in the phase compensation part 26 has only an internal memory which memorizes one compensation value, and since it is composition controlled thru/or calculated using one compensation value, it can make it a simpler equipment configuration.

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

### [Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is a lineblock diagram of an OFDM symbol in the transmission method concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 2] It is a block diagram showing the composition of the sending set concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 3] It is a block diagram showing the composition of the OFDM data symbol generation part in the sending set concerning a 1st embodiment of this invention, and an OFDM pilot symbol generating section.

[Drawing 4] It is a block diagram showing the composition of the receiving set concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 5] It is a block diagram showing the composition of the transmission-line-frequency response compensation part 6 in the receiving set concerning a 1st embodiment of this invention.

[Drawing 6] It is a mimetic diagram explaining the subcarrier in the 1st pilot symbol and reference symbol.

[Drawing 7] It is a mimetic diagram explaining the subcarrier in the 2nd pilot symbol and a reference symbol.

[Drawing 8] It is a figure showing that a compensation vector is computable by linear approximation from the difference of the 1st and 2nd transmission-line-frequency response between pilot symbols.

[Drawing 9] It is a mimetic diagram explaining the frequency-response-fluctuation compensation over the subcarrier contained in a data symbol.

[Drawing 10] It is a block diagram showing the composition of the receiving set concerning a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 11] It is a block diagram showing the composition of the phase compensation part 26 in the receiving set concerning a 2nd embodiment of this invention.

[Drawing 12] It is a mimetic diagram explaining the subcarrier in the 1st pilot symbol and reference symbol.

[Drawing 13] It is a mimetic diagram explaining the subcarrier in the 1st and 2nd pilot symbols.

[Drawing 14] It is a figure showing that a phase compensation value is computable by linear approximation from the phase contrast between pilot symbols.

[Drawing 15] It is a \*\* figure explaining the phase compensation to the subcarrier contained in a data symbol.

### [Description of Notations]

- 1 OFDM data symbol generation part
- 2 OFDM pilot symbol generating section
- 3 Symbol selecting part
- 4 D/A conversion part
- 5 Fourier converter
- 6 Transmission-line-frequency response compensation part
- 7 Demodulation section
- 11 Frequency-axis top data symbol generation part
- 12 Inverse Fourier transform part
- 21 Frequency-axis top pilot symbol generating section

22 Inverse Fourier transform part  
26 Phase compensation part  
61 Pilot symbol primary detecting element  
62 The 1st pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part  
63 The 2nd pilot symbol transmission-line-frequency response calculation part  
64 Compensation vector calculation part  
65 Frequency response compensation part  
261 Pilot symbol primary detecting element  
262 The 1st pilot symbol phase contrast calculation part  
263 The phase contrast calculation part between pilot symbols  
264 Phase compensation value calculation part  
265 Phase rotating part

---

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2001-339363  
(P2001-339363A)

(43) 公開日 平成13年12月7日 (2001.12.7)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード <sup>*</sup> (参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 L 7/00		H 0 4 L 7/00	F 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数24 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2000-229228 (P2000-229228)
(22) 出願日	平成12年7月28日 (2000.7.28)
(31) 優先権主張番号	特願平11-217918
(32) 優先日	平成11年7月30日 (1999.7.30)
(33) 優先権主張国	日本 (J P)
(31) 優先権主張番号	特願2000-79896 (P2000-79896)
(32) 優先日	平成12年3月22日 (2000.3.22)
(33) 優先権主張国	日本 (J P)

(71) 出願人	000003821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(72) 発明者	中原 秀樹 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
(72) 発明者	田中 宏一郎 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
(74) 代理人	100098291 弁理士 小笠原 史朗

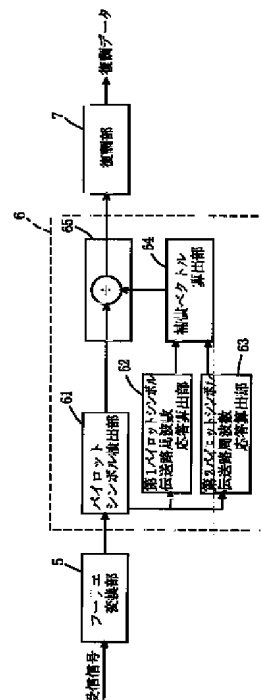
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM信号の伝送方法、送信装置及び受信装置

(57) 【要約】

【課題】 OFDM方式における、伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ、位相ノイズに起因する時間的な周波数応答変動を補償し、復調特性を改善する。

【解決手段】 OFDM信号を受信する受信装置のパイロットシンボル検出部261は、パイロットシンボルを検出する。第1パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部62は、第1パイロットシンボルの伝送路周波数応答を求め、第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63は、第2パイロットシンボルの伝送路周波数応答を求める。さらに、補償ベクトル算出部64は、第1と第2のパイロットシンボルの伝送路周波数応答から直線近似により補償ベクトルを求める。周波数応答補償部65は、求められた補償ベクトルをもとに、データシンボルのサブキャリアの周波数応答変動を補償する。





【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信側から受信側へ向けてOFDM信号を送送する方法であって、

前記OFDM信号は、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有するパイロットシンボルとを含み、

前記送信側において、前記パイロットシンボルは、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に挿入されて、前記データシンボルとともに送信され、

前記受信側において、受信されたパイロットシンボルは、受信されたデータシンボルの伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ、及び残留位相誤差のいずれか1つ以上によって生じる伝送路の周波数応答の変動補償に用いられることを特徴とする、OFDM信号の伝送方法。

【請求項2】 前記パイロットシンボルを構成するサブキャリアは、全てが所定の振幅と位相を有するパイロットキャリアであることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項3】 前記パイロットシンボルは、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に複数個が連続して挿入されることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項4】 前記パイロットシンボルは、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に周期的に挿入されることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項5】 前記パイロットシンボルは、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に非周期的に挿入されることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項6】 前記送信側において前記パイロットシンボルを前記データシンボルに挿入する際の挿入間隔および挿入個数が、伝送路の状況に応じて適応的に変化するように調整されることを特徴とする、請求項5に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項7】 前記送信側において前記パイロットシンボルを前記データシンボルに挿入する際の挿入間隔および挿入個数が、制御情報として前記OFDM信号に含まれることを特徴とする、請求項5に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項8】 前記伝送路の周波数応答の変動補償には、最も近いパイロットシンボル相互間の周波数応答の差から、時系列直線近似値として算出された補償ベクトルが用いられることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項9】 前記周波数ずれ及び前記残留位相誤差の一方または双方の変動補償には、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値から、時系列直線近似値として算出された値が用いられることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項10】 前記伝送路の周波数応答の変動補償には、前記パイロットシンボルを構成するパイロットキャリアの位相差の平均値が用いられることを特徴とする、請求項1に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項11】 前記平均値は、各パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする、請求項10に記載のOFDM信号の伝送方法。

【請求項12】 受信側へ向けてOFDM信号を送信する送信装置であって、

送信データが入力されて、OFDMデータシンボルを生成するデータシンボル生成部と、

OFDMパイロットシンボルを生成するパイロットシンボル生成部と、

一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に、前記パイロットシンボルが挿入されるように、前記データシンボル生成部および前記パイロットシンボル生成部から入力される信号を切り替えて出力するシンボル選択部とを備える、OFDM信号の送信装置。

【請求項13】 前記データシンボル生成部は、送信データが入力されて、周波数軸上のデータシンボルを生成する周波数軸上データシンボル生成部と、周波数軸上データシンボル生成部からの信号を逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部とを含み、

前記パイロットシンボル生成部は、周波数軸上のパイロットシンボルを生成する周波数軸上パイロットシンボル生成部と、

周波数軸上パイロットシンボル生成部からの信号を逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部とを含む、請求項12に記載のOFDM信号の送信装置。

【請求項14】 送信側から送信され、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有し、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に挿入されるパイロットシンボルとを含んだOFDM信号を受信する受信装置であって、受信された前記OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、

前記フーリエ変換部から出力された信号から前記パイロットシンボルを検出し、前記フーリエ変換部から出力された信号に対して伝送路の周波数応答の変動を補償する伝送路周波数応答補償部と、

前記伝送路の周波数応答の変動を補償された信号が入力されて、復調データを出力する復調部とを備える、OFDM信号の受信装置。

【請求項15】 前記伝送路周波数応答補償部は、或るパイロットシンボルの周波数応答と、当該パイロットシンボルに最も近いパイロットシンボルの周波数応答と、受信側において用意される参照パイロットシンボルの周波数応答とを用い、受信された前記データシンボルの周波数応答が前記参照パイロットシンボルの周波数応答に一致するような補償ベクトルを算出して補償することを

特徴とする、請求項14に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項16】 前記補償ベクトルは、前記各パイロットシンボルに含まれる全てのパイロットキャリアを用い、受信された前記データシンボルに含まれる全てのサブキャリアに対してそれぞれ算出されることを特徴とする、請求項15に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項17】 前記補償ベクトルは、最も近いパイロットシンボル相互間の周波数応答変動量から、時系列直線近似値として算出されることを特徴とする、請求項15に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項18】 前記伝送路周波数応答補償部は、任意のパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルと、当該第1のパイロットシンボルの後に伝送される第2のパイロットシンボルとを検出するパイロットシンボル検出部と、

前記第1のパイロットシンボルの周波数応答を受信側において用意される参照パイロットシンボルの周波数応答で除して、第1のパイロットシンボル伝送路周波数応答を算出する第1のパイロットシンボル伝送路周波数応答算出部と、

前記第2のパイロットシンボルの周波数応答を前記参照パイロットシンボルの周波数応答で除して、第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答を算出する第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答算出部と、

前記第1および第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答が入力されて、前記伝送路の周波数応答の変動を補償するための補償ベクトルを求める補償ベクトル算出部と、

前記補償ベクトルが入力されて、前記データシンボルの周波数応答を補償する周波数応答補償部とを含む、請求項14に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項19】 送信側から送信され、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相とを有し、一つまたは複数の前記データシンボルの前または後に挿入されるパイロットシンボルとを含んだOFDM信号を受信する受信装置であって、受信された前記OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、

前記フーリエ変換部から出力された信号から前記パイロットシンボルを検出し、前記フーリエ変換部から出力された信号の周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方を補償する位相補償部と、

周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方を補償された信号が入力されて、復調データを出力する復調部とを備える、OFDM信号の受信装置。

【請求項20】 前記位相補償部は、或るパイロットシンボルの位相と所定の位相との位相差値と、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値とを用い、受信された前記データシンボルの位相が前記所定の位相に一致す

るような位相補償値を算出して補償することを特徴とする、請求項19に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項21】 前記位相差値は、各パイロットシンボルに含まれる全てのパイロットキャリアの位相の平均値を用いて算出されることを特徴とする、請求項20に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項22】 前記平均値は、各前記パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする、請求項21に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項23】 前記位相補償値は、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値から、時系列直線近似値として算出されることを特徴とする、請求項20に記載のOFDM信号の受信装置。

【請求項24】 前記位相補償部は、任意のパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルと、当該第1のパイロットシンボルの後に伝送される第2のパイロットシンボルとを検出するパイロットシンボル検出部と、

前記第1のパイロットシンボルの位相と所定の位相との差を算出する第1パイロットシンボル位相差算出部と、

前記第1のパイロットシンボルの位相と前記第2のパイロットシンボルの位相との差を算出するパイロットシンボル間位相差算出部と、

前記第1パイロットシンボル位相差算出部が算出した位相差値と、前記パイロットシンボル間位相差算出部が算出した位相差値とが入力されて、周波数ずれ及び残留位相誤差を修正するための位相補償値を算出する位相補償値算出部と、

前記位相補償値が入力されて、前記データシンボルの位相を回転させる位相回転部とを含む、請求項19に記載のOFDM信号の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:以下、OFDMと称す)伝送方式に関し、より特定的には、有線または無線の伝送路を介し、OFDM信号を用いてデータを伝送する方法及びその送受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】OFDM伝送方式においては、伝送路中の歪、時間同期ずれ、送信側と受信側との間の周波数ずれや、受信機の局部発振器における位相ノイズなどに起因する振幅誤差および位相誤差が、復調特性の劣化を招くことが知られている。このように復調特性の劣化を招く、受信信号が受けた誤差要因を以下では周波数応答変動と呼ぶ。

【0003】ここで、一般的に、OFDM信号の伝送において、送信機は、受信機との同期をとるために、1シ

ンボル長よりも長い時間長を有するプリアンプル部を送信する信号に挿入することが多い。このプリアンプル部を利用することによって、伝送路の周波数応答を正確に推定することができる。もっとも、プリアンプル部が頻繁に挿入されれば、精度よく伝送路の周波数応答を推定できる反面、伝送速度が著しく低下する。

【0004】そこで、従来においては、例えば、特開平8-265293号公報に示されるように、データシンボルにおけるデータキャリアの間に、一つないし複数のパイロットキャリアを挿入する方法がとられる。

【0005】ところで、OFDM信号は、いくつかのサブキャリアを含んだ、一定の時間長を有する複数のシンボルによって構成される。上述のデータキャリアもパイロットキャリアも、サブキャリアの一つである。上述の従来例においては、1つのデータシンボルごとに、当該データシンボルに含まれるパイロットキャリアの位相誤差を検出して、その誤差を補償する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上述のような従来例によれば、伝送路中に大きな雑音が生じている環境下や、マルチパスフェージング環境下において、1シンボルあたりのパイロットキャリアの数が少ない場合には、位相誤差の検出精度が劣化するという問題が生じる。また、パイロットキャリアの数を多くすれば、位相誤差の検出精度を上げることができるが、反面、占有周波数帯域幅が広がり、また、伝送速度が低下するという問題が生じる。また、伝送路歪によって生じる振幅誤差まで補償することは困難である。

【0007】そこで、本発明は、伝送路中に大きな雑音が生じている環境下やマルチパスフェージング環境下においても、伝送速度を低下させないで、精度よく、伝送路歪、時間同期ずれ、送受信間の周波数ずれや、残留位相誤差のいずれか1つ以上によって生じる伝送路の周波数応答の変動を、シンボルに含まれる全てのサブキャリアに対して補償し、低い誤り率でOFDM信号を送信する方法と、そのための送受信装置を提供することを目的とするものである。

【0008】

【課題を解決するための手段および効果】第1の発明は、送信側から受信側へ向けてOFDM信号を送信する方法であって、OFDM信号は、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有するパイロットシンボルとを含み、送信側において、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に挿入されて、データシンボルとともに送信され、受信側において、受信されたパイロットシンボルは、受信されたデータシンボルの伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ、及び残留位相誤差のいずれか1つ以上によって生じる伝送路の周波数応答の変動補償に用いられることを特徴とする。

【0009】このように、第1の発明においては、送信側で所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入する。受信側では、パイロットシンボルを用いて精度良く伝送路の周波数応答を推定する。この推定結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の周波数応答差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも、正確にデータシンボルを復調することができる。

【0010】第2の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルを構成するサブキャリアは、全てが所定の振幅と位相を有するパイロットキャリアであることを特徴とする。

【0011】このように、第2の発明において、1シンボルあたりのサブキャリアの数は、シンボル長に影響を与えない。したがって、サブキャリア全てを含んでいても、伝送速度は低下せず、さらに精度よく位相誤差を修正できるような、OFDM信号の伝送方法を実現することができる。

【0012】第3の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に複数個が連続して挿入されることを特徴とする。

【0013】このように、第3の発明において、パイロットシンボルが複数個連続で挿入されれば、受信側での伝送路の周波数応答の推定精度が向上し、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも、より正確にデータシンボルを復調することができる。

【0014】第4の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に周期的に挿入されることを特徴とする。

【0015】このように、第4の発明において、パイロットシンボルが周期的に挿入される場合には、受信する際にパイロットシンボルの時間的位置を見出すのが容易になる。

【0016】第5の発明は、第1の発明に従属する発明であって、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に非周期的に挿入されることを特徴とする。

【0017】このように、第5の発明において、パイロットシンボルが非周期的ないし不等間隔に挿入される場合には、伝送路の変化の速さに応じた挿入間隔を選ぶことができる。

【0018】第6の発明は、第5の発明に従属する発明であって、送信側においてパイロットシンボルをデータシンボルに挿入する際の挿入間隔および挿入個数が、伝送路の状況に応じて適応的に変化するように調整される

ことを特徴とする。

【0019】このように、第6の発明において、伝送路の状況に応じてパイロットシンボルの挿入個数および挿入間隔を適応的に変えることによって、伝送効率を向上させることができる。

【0020】第7の発明は、第5の発明に従属する発明であって、送信側においてパイロットシンボルをデータシンボルに挿入する際の挿入間隔および挿入個数が、制御情報としてOFDM信号に含まれることを特徴とする。

【0021】このように、第7の発明において、送信信号に制御情報として、パイロットシンボルがデータシンボルに挿入される間隔及び1箇所あたりに挿入する個数を含ませることによって、受信側では制御情報をもとにパイロットシンボルとデータシンボルを区別して復調することができる。

【0022】第8の発明は、第1の発明に従属する発明であって、伝送路の周波数応答の変動補償には、最も近いパイロットシンボル相互間の周波数応答の差から、時系列直線近似値として算出された補償ベクトルが用いられることを特徴とする。

【0023】このように、第8の発明において、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、パイロットシンボル間の周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。さらに、パイロットシンボルの挿入間隔を適切に選べば、伝送路周波数応答は線形性を持つので、同様に線形的に正確に補償することができる。

【0024】第9の発明は、第1の発明に従属する発明であって、周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方の変動補償には、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値から、時系列直線近似値として算出された値が用いられることを特徴とする。

【0025】このように、第9の発明においては、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償する。そうすれば、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。

【0026】第10の発明は、第1の発明に従属する発明であって、伝送路の周波数応答の変動補償には、パイロットシンボルを構成するパイロットキャリアの位相差の平均値が用いられることを特徴とする。

【0027】このように、第10の発明においては、受信されたパイロットキャリアの位相を平均化することで、さらに精度よく位相誤差を修正できるような、OFDM信号の伝送方法を実現することができる。

【0028】第11の発明は、第10の発明に従属する発明であって、平均値は、各パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする。

る。

【0029】このように、第11の発明において、受信信号は、伝送路及び雑音により歪を受ける。そのため、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じた重み付けを行って、平均値を求める。このようにすれば、より正確に位相誤差を修正できるような、OFDM信号の伝送方法を実現することができる。

【0030】第12の発明は、受信側へ向けてOFDM信号を送信する送信装置であって、送信データが入力されて、OFDMデータシンボルを生成するデータシンボル生成部と、OFDMパイロットシンボルを生成するパイロットシンボル生成部と、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に、パイロットシンボルが挿入されるように、データシンボル生成部およびパイロットシンボル生成部から入力される信号を切り替えて出力するシンボル選択部とを備える。

【0031】このように、第12の発明において、送信装置が、所定の周波数成分を有し、振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを、所定数のデータシンボル毎に挿入する。次に、受信側でパイロットシンボルを用いて精度良くデータシンボルの周波数応答の変動を補償する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを伝送することができる。

【0032】第13の発明は、第12の発明に従属する発明であって、データシンボル生成部は、送信データが入力されて、周波数軸上のデータシンボルを生成する周波数軸上データシンボル生成部と、周波数軸上データシンボル生成部からの信号を逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部とを含み、パイロットシンボル生成部は、周波数軸上のパイロットシンボルを生成する周波数軸上パイロットシンボル生成部と、周波数軸上パイロットシンボル生成部からの信号を逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部とを含む。

【0033】このように、第13の発明において、送信装置が、所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルと、データシンボルとを、まず周波数軸上の信号として生成し、逆フーリエ変換する。そうすれば、簡易な構成でOFDM信号を生成することができ、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも簡易な構成で正確にデータシンボルを伝送することができる。

【0034】第14の発明は、送信側から送信され、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相を有し、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に挿入されるパイロットシンボルとを含んだOFDM信号を受信する受信装置であって、受信されたOFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、フーリエ変換部から出力された信号からパイロ

トシンボルを検出し、フーリエ変換部から出力された信号に対して伝送路の周波数応答の変動を補償する伝送路周波数応答補償部と、伝送路の周波数応答の変動を補償された信号が入力されて、復調データを出力する復調部とを備える。

【0035】このように、第14の発明において、送信側で所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く周波数応答変動量を検出する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

【0036】第15の発明は、第14の発明に従属する発明であって、伝送路周波数応答補償部は、或るパイロットシンボルの周波数応答と、当該パイロットシンボルに最も近いパイロットシンボルの周波数応答と、受信側において用意される参照パイロットシンボルの周波数応答とを用い、受信されたデータシンボルの周波数応答が参照パイロットシンボルの周波数応答に一致するような補償ベクトルを算出して補償することを特徴とする。

【0037】このように、第15の発明において、送信側で所定の周波数成分を有し、サブキャリアの振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く伝送路周波数応答を推定する。この結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の周波数応答差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

【0038】第16の発明は、第15の発明に従属する発明であって、補償ベクトルは、各パイロットシンボルに含まれる全てのパイロットキャリアを用い、受信されたデータシンボルに含まれる全てのサブキャリアに対してそれぞれ算出されることを特徴とする。

【0039】このように、第16の発明において、補償ベクトルは、各サブキャリア毎に個別に算出されるので、伝送路歪や時間同期ずれが生じる場合、例えば移動通信において用いられる場合であっても、周波数応答変動を補償して正確にデータシンボルを復調することができる。

【0040】第17の発明は、第15の発明に従属する発明であって、補償ベクトルは、最も近いパイロットシンボル相互間の周波数応答変動量から、時系列直線近似値として算出されることを特徴とする。

【0041】このように、第17の発明において、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、伝送路変動

が挿入されるパイロットシンボル間で直線的な変動とみなせる場合、線形的に正確な補償をすることができる。また、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的な補償の効果が発揮される。

【0042】第18の発明は、第14の発明に従属する発明であって、伝送路周波数応答補償部は、任意のパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルと、当該第1のパイロットシンボルの後に伝送される第2のパイロットシンボルとを検出するパイロットシンボル検出部と、第1のパイロットシンボルの周波数応答を受信側において用意される参照パイロットシンボルの周波数応答で除して、第1のパイロットシンボル伝送路周波数応答を算出する第1のパイロットシンボル伝送路周波数応答算出部と、第2のパイロットシンボルの周波数応答を参照パイロットシンボルの周波数応答で除して、第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答を算出する第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答算出部と、第1のおよび第2のパイロットシンボル伝送路周波数応答が入力されて、伝送路の周波数応答の変動を補償するための補償ベクトルを求める補償ベクトル算出部と、補償ベクトルが入力されて、データシンボルの周波数応答を補償する周波数応答補償部とを含む。

【0043】このように、第18の発明において、送信側において、所定の周波数成分を有し、振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入する。受信側において、受信信号からはじめに検出される第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルを、受信側で用意される所定の参照パイロットシンボルで除算し、第1と第2のパイロットシンボルの伝送路の周波数応答を求める。次に、第1パイロットシンボルの伝送路周波数応答と第2パイロットシンボルの伝送路周波数応答との差を求める。このパイロットシンボル間の伝送路周波数応答差から、データシンボルに対する補償ベクトルを求めることができる。したがって、正確にデータシンボルの伝送路歪、時間同期ずれ、周波数ずれ及び残留位相誤差を補償することができる。

【0044】第19の発明は、送信側から送信され、データによって構成されるデータシンボルと、所定の周波数成分と振幅と位相とを有し、一つまたは複数のデータシンボルの前または後に挿入されるパイロットシンボルとを含んだOFDM信号を受信する受信装置であって、受信されたOFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、フーリエ変換部から出力された信号からパイロットシンボルを検出し、フーリエ変換部から出力された信号の周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方を補償する位相補償部と、周波数ずれ及び残留位相誤差の一方または双方を補償された信号が入力されて、復調データを出力する復調部とを備える。

【0045】このように、第19の発明においては、送

信側で所定の周波数成分を有し、振幅及び位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く位相誤差検出を行う。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

【0046】第20の発明は、第19の発明に従属する発明であって、位相補償部は、或るパイロットシンボルの位相と所定の位相との位相差値と、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値とを用い、受信されたデータシンボルの位相が所定の位相に一致するような位相補償値を算出して補償することを特徴とする。

【0047】このように、第20の発明においては、送信側で所定の周波数成分を有し、振幅及び位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入し、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良く位相誤差検出を行う。この検出結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の位相差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。

【0048】第21の発明は、第20の発明に従属する発明であって、位相差値は、各パイロットシンボルに含まれる全てのパイロットキャリアの位相の平均値を用いて算出されることを特徴とする。

【0049】このように、第21の発明においては、受信されたパイロットキャリアの位相を平均化することで、さらに精度よく位相誤差を修正できるような、OFDM信号の受信装置を実現することができる。

【0050】第22の発明は、第21の発明に従属する発明であって、平均値は、各パイロットキャリアの振幅値によって重み付けされて算出されることを特徴とする。

【0051】このように、第22の発明において、受信信号は、伝送路及び雑音により歪を受ける。そのため、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じた重み付けを行って、平均値を求める。このようにすれば、より正確に位相誤差を修正できるような、OFDM信号の受信装置を実現することができる。

【0052】第23の発明は、第20の発明に従属する発明であって、補償値は、最も近いパイロットシンボル相互間の位相差値から、時系列直線近似値として算出されることを特徴とする。

【0053】このように、第23の発明においては、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの位相誤差を補償する。そうすれば、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。

【0054】第24の発明は、第19の発明に従属する

発明であって、位相補償部は、任意のパイロットシンボルである第1のパイロットシンボルと、当該第1のパイロットシンボルの後に伝送される第2のパイロットシンボルとを検出するパイロットシンボル検出部と、第1のパイロットシンボルの位相と所定の位相との差を算出する第1パイロットシンボル位相差算出部と、第1のパイロットシンボルの位相と第2のパイロットシンボルの位相との差を算出するパイロットシンボル間位相差算出部と、第1パイロットシンボル位相差算出部が算出した位相差値と、パイロットシンボル間位相差算出部が算出した位相差値とが入力されて、周波数ずれ及び残留位相誤差を修正するための補償値を算出する位相補償値算出部と、補償値が入力されて、データシンボルの位相を回転させる位相回転部とを含む。

【0055】このように、第24の発明によれば、送信側において、所定の周波数成分を有し、振幅及び位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルを所定数のデータシンボル毎に挿入する。受信側において、受信信号からはじめに検出される第1のパイロットシンボルと受信側で用意される所定の参照パイロットシンボルとの位相差を求める。次に、第1のパイロットシンボルと、後に検出される第2のパイロットシンボルとの位相差を求める。これらにより、2つのパイロットシンボルの位相誤差が求まり、データシンボルに対する位相補償値を求めることができる。したがって、正確にデータシンボルの周波数ずれ及び残留位相誤差を補償することができる。

【0056】

【発明の実施の形態】(第1の実施形態) まず、本発明の第1の実施形態に係る伝送方法を説明する。図1は、本発明の第1の実施形態に係る伝送方法において、伝送されるOFDM信号の構成を示す図である。図1に示されるように、所定の周波数成分を有し、その振幅と位相が所定のパターンを有するパイロットシンボルの後には、データシンボルが複数個続く。そして、データシンボルの後には、パイロットシンボルが続く。このように、本発明の第1の実施形態に係る伝送方法におけるOFDM信号は、1つないし複数のデータシンボルの前後に、パイロットシンボルが挿入された構成である。なお、挿入されるパイロットシンボルは1つでもよいし、連続した複数個でもよい。

【0057】ここで、OFDM信号はいくつかのサブキャリアを含むが、1シンボルあたりのサブキャリアの数は、シンボル長に影響を与えない。したがって、全てのサブキャリアに所定の振幅と位相を持たせてもよいし、そのいくつかのサブキャリアに所定の振幅と位相を持たせてもよい。もっとも、精度よく周波数応答変動を補償するためには、サブキャリア全てに所定の振幅と位相を持たせることが好ましい。

【0058】また、前述のように、OFDM信号の伝送

において、送信機は、受信機との同期をとるために、1シンボル長よりも長い時間長を有するプリアンブル部を、送信する信号に挿入することが多い。図1において、プリアンブル部は、伝送開始時に挿入されてもよいし、適宜の間隔で挿入されてもよい。もっとも、プリアンブル部を頻繁に挿入すれば、精度よく周波数応答変動を修正できる反面、伝送速度が著しく低下する。したがって、本発明の第1の実施形態に係る伝送方法によれば、プリアンブル部は、伝送開始時に挿入されるか、少ない頻度で挿入されるのが好ましい。

【0059】また、プリアンブル部は、パイロットシンボルのデータシンボルへの挿入間隔や個数を制御情報として含んでいてもよい。そうすれば、受信側において制御情報を解析し、パイロットシンボルとデータシンボルとを区別することができる。

【0060】さらに、制御情報は、第1のパイロットシンボルの後に、データシンボルまたは制御情報シンボルとして挿入されてもよい。そうすれば、通常のOFDM信号として、当該制御情報を誤りなく復調することができる。

【0061】こうして、送信側において、パイロットシンボルは、一つまたは複数のデータシンボルの前後に挿入されて、データシンボルとともに送信され、上述のようなOFDM信号が伝送される。その後、受信側において、パイロットシンボルを用いて、精度良く伝送路の周波数応答を推定する。

【0062】この推定結果と、所定数のデータシンボルの時間長だけ離れた2つのパイロットシンボル相互間の伝送路周波数応答の差から、パイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答変動を補償する。そうすれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下においても、正確にデータシンボルを復調することができる伝送方法を実現できる。

【0063】ここで、図1(a)において、データシンボルの前のパイロットシンボルを第1のパイロットシンボルとし、データシンボルの後に続くパイロットシンボルを第2のパイロットシンボルとする。また、第1のパイロットシンボルと第2のパイロットシンボルとの時間的な間隔は、伝送路の変動が小さい場合は、パイロットシンボルを挿入する間隔を長くし、伝送路の変動が大きい場合は、パイロットシンボル間での伝送路の変動が直線的な変動になる程度に、挿入する間隔を短くする。このように、パイロットシンボルを挿入する間隔を伝送路の状況に応じて適応的に変えることによって伝送効率を高めることができる。

【0064】なお、伝送路の状況は、送信側において測定および判断されてもよいし、まず受信側によって測定された伝送路の状況が送信側へフィードバックされ、送信側において判断されてもよい。

【0065】また、パイロットシンボルは周期的に挿入

されてもよいし、非周期的に挿入されてもよい。パイロットシンボルが周期的に挿入される場合には、受信する際にパイロットシンボルの時間的位置を検出するのが容易になる。非周期的ないし不等間隔に挿入される場合には、伝送路の変化の速さに応じた挿入間隔を選ぶことができる。なお、パイロットシンボルが非周期的ないし不等間隔に挿入される場合とは、信号伝送の全期間に渡ってパイロットシンボルが周期的に挿入されている場合ではないことを表すのであって、信号伝送における一部の期間においてパイロットシンボルが周期的に挿入される場合を排除するものではない。

【0066】ここで、非周期的に挿入される場合には、図1(b)に示すように第1パイロットシンボルの直後に、パイロットシンボルを挿入する間隔及び個数を示す制御情報を含んだ制御情報シンボルを挿入する。このように制御情報を配置することによって、制御情報は、第1パイロットシンボルで推定した伝送路周波数応答をもとに復調することができる。したがって、プリアンブル部に含まれる場合よりも、正確に復調することができる。

【0067】なお、第1パイロットシンボルは、パイロットシンボル部分における伝送路周波数応答の推定精度を向上させるために、図1(c)に示すように、2つのパイロットシンボルによって構成されてもよい。また、図1(d)に示すように、挿入されるパイロットシンボルは、それぞれ2つでもよいし、さらに3つ以上が連続的に挿入されてもよい。このような場合には、各パイロットシンボルの伝送路周波数応答を平均化することにより、正確にパイロットシンボルの伝送路周波数応答を推定することができる。

【0068】以上のような構成のOFDM信号は、例えば、次のような送信装置によって生成することができる。図2は、本発明の第1の実施形態に係る送信装置の構成を示した模式図である。なお、以下において、データシンボルの数をM個とし、1シンボルあたりのサブキャリアの数をN個とする。

【0069】図2において、本送信装置は、入力された送信データからデータシンボルを生成するOFDMデータシンボル生成部1と、前述のような所定の周波数成分を有し、その振幅と位相とが所定のパターンを有するパイロットシンボルを生成するOFDMパイロットシンボル生成部2と、OFDMデータシンボル生成部1およびOFDMパイロットシンボル生成部2からの2つの信号が入力され、それらのいずれかの信号を選択して出力するシンボル選択部3と、シンボル選択部3から出力されたデジタルデータをアナログデータに変換して、送信信号を出力するD/A変換部4とを備える。

【0070】また、図3は、本発明の第1の実施形態に係る送信装置における、OFDMデータシンボル生成部1およびOFDMパイロットシンボル生成部2の詳細な

構成を示したブロック図である。図3(a)において、OFDMデータシンボル生成部1は、周波数軸上データシンボル生成部11と、逆フーリエ変換部12とを備える。また、図3(b)において、OFDMパイロットシンボル生成部2は、周波数軸上パイロットシンボル生成部21と、逆フーリエ変換部22とを備える。

【0071】ここで、図2において、送信したいデータは、OFDMデータシンボル生成部1に入力される。入力されたデータは、データシンボルへ変換されて、シンボル選択部3に入力される。

【0072】より詳細には、図3(a)において、送信したいデータは、まず、周波数軸上データシンボル生成部11に入力される。周波数軸上データシンボル生成部11は、周波数軸上において所定の間隔で配列された多くのデータキャリアにより構成される、周波数軸上データシンボルを出力する。この周波数軸上データシンボルは、逆フーリエ変換部12によって、逆フーリエ変換され、時間軸上に配列されたOFDMデータシンボルへ変換される。変換されたOFDMデータシンボルは、シンボル選択部3に入力される。

【0073】一方、前述のような所定の周波数成分を有し、その振幅と位相とが所定のパターンを有するパイロットシンボルは、OFDMパイロットシンボル生成部2によって生成され、シンボル選択部3に入力される。

【0074】より詳細には、図3(b)において、周波数軸上パイロットシンボル生成部21によって、周波数軸上において所定の間隔で配列された多くのパイロットキャリアにより構成される、周波数軸上パイロットシンボルが出力される。この周波数軸上パイロットシンボルは、逆フーリエ変換部22によって、逆フーリエ変換され、時間軸上に配列されたOFDMパイロットシンボルへ変換される。変換されたOFDMパイロットシンボルは、シンボル選択部3に入力される。

【0075】シンボル選択部3は、上記のように入力された2つの信号のうち、一方の信号を選択して出力する。例えば、シンボル選択部3は、3つのデータシンボル毎に1つのパイロットシンボルが挿入された図1(a)に示されるような信号を出力するものとする。

【0076】このような場合、シンボル選択部3は、まず、OFDMパイロットシンボル生成部2からの信号を選択する。シンボル選択部3は、パイロットシンボルが1つ分出力され終わるタイミングで、OFDMデータシンボル生成部1からの信号を選択する。その後、シンボル選択部3は、データシンボルが3つ分出力され終わるタイミングで、OFDMパイロットシンボル生成部2からの信号を選択する。さらに、シンボル選択部3は、パイロットシンボルが1つ分出力され終わるタイミングで、再び、OFDMデータシンボル生成部1からの信号を選択する。そして、シンボル選択部3は、次々と、上記と同様に選択する信号を切り替えていけば、図1

(a)に示されるようなOFDM信号を連続的に出力することができる。

【0077】以上のようにして、シンボル選択部3から出力された信号は、D/A変換部4に入力される。D/A変換部4は、入力された信号を、デジタルデータからアナログデータへ変換し、送信信号として出力する。

【0078】このように、本発明の第1の実施形態に係る送信装置は、所定の周波数成分を有し、振幅と位相とが所定のパターンを有するパイロットシンボルを、所定数のデータシンボル毎に挿入する。このような送信装置を用いることによって、受信側で、パイロットシンボルを用いて精度良くデータシンボルの周波数応答の変動を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを伝送することができる。

【0079】次に、図4は、本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成を示した模式図である。図4において、本受信装置は、入力された受信信号をフーリエ変換するフーリエ変換部5と、フーリエ変換部5から出力された信号の周波数応答の変動を補償する伝送路周波数応答補償部6と、伝送路周波数応答補償部6から出力された信号を復調する復調部7とを備える。

【0080】図4において、フーリエ変換部5は、各シンボルをフーリエ変換し、周波数領域のデータを出力する。出力されたデータは、伝送路周波数応答補償部6によって、伝送路の周波数応答の変動が除去される。さらに、周波数応答変動が除去されたデータは、復調部7によって、データシンボルとして復調される。

【0081】次に、図5は、本発明の第1の実施形態に係る受信装置における伝送路周波数応答補償部の構成を詳細に示した模式図である。図5において、本受信装置における伝送路周波数応答補償部6は、フーリエ変換部5から出力された信号からパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部61と、パイロットシンボル検出部61から出力された第1パイロットシンボルを参照パイロットシンボルで除した値を算出する第1パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部62と、パイロットシンボル検出部61から出力された第2パイロットシンボルを参照パイロットシンボルで除した値を算出する第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63と、第1パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部62および第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63からの出力が入力されて補償ベクトルを算出する補償ベクトル算出部64と、補償ベクトル算出部64からの出力に基づいてパイロットシンボル検出部61から出力された信号の周波数応答を補償させる周波数応答補償部65とを備える。

【0082】図5において、パイロットシンボル検出部61は、フーリエ変換された周波数領域のデータから、パイロットシンボルを検出する。第1パイロットシンボ



ル伝送路周波数応答算出部62は、第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアを、受信装置内に設けられたメモリ等（図示されていない）に格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアで除算し、伝送路の周波数応答を推定する。

【0083】このメモリに格納されている参照パイロットシンボルは、受信時において全く周波数応答変動誤差がない状態と同様の、理想的なパイロットシンボルである。したがって、第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの周波数応答を、参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアで除算すれば、伝送路の周波数応答を求めることができる。

【0084】図6は、P1の複素振幅を有する第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、Prの複素振幅を有する参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。第1パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部62は、図6（a）に示されるような、第1パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅P1を、図6（b）に示されるような、受信側のメモリに格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅Prで除算し、伝送路の周波数応答Paを算出する。その算出式は、次式（1）のようになる。

【0085】

$$P_a(i) = P_1(i) \div P_r(i) \quad \cdots (1)$$

ただし、iは、1からNまでの任意の整数である。

【0086】なお、前述したように、挿入されるパイロットシンボルが連続した複数個である場合には、各パイロットシンボルの伝送路周波数応答を平均化して用いる。そうすれば、より正確にパイロットシンボルの伝送路周波数応答を推定することができる。

【0087】図5において、第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63は、第2パイロットシンボルに含まれるサブキャリアを、受信装置内に設けられたメモリ等に格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアで除算し、第2パイロットシンボルにおける伝送路の周波数応答を推定する。

【0088】図7は、P2の複素振幅を有する第2パイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、Prの複素振幅を有する参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。第2パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部63は、図7（a）に示されるような、第2パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅P2を、図7（b）に示されるような、受信側のメモリに格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの複素振幅Prで除算し、伝送路の周波数応答Pbを算出する。その算出式は、次式（2）のようになる。

【0089】

$$P_b(i) = P_2(i) \div P_r(i) \quad \cdots (2)$$

ただし、iは、1からNまでの任意の整数である。

【0090】なお、挿入される第2のパイロットシンボルが連続した複数個である場合には、各パイロットシンボルの伝送路周波数応答を平均化することにより、より正確に第2のパイロットシンボルの伝送路周波数応答を推定することができることは前述したとおりである。

【0091】補償ベクトル算出部64は、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する補償ベクトルVkを、第1パイロットシンボル伝送路周波数応答Paおよび第2パイロットシンボル伝送路周波数応答Pbから得られる直線近似によって求める。ここで、直線近似によって求めるのは、伝送路の変動が直線的になるように、短い間隔でパイロットシンボルを挿入されており、また、周波数ずれによる位相変動が時系列において線形性を有するからである。したがって、直線近似によれば、線形的に正確な補償をすることができる。

【0092】図8は、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する補償ベクトルVkを縦軸に、各シンボルの番号すなわち時間を横軸にとって、その関係を表したグラフである。図8に示されるように、各データシンボルに対する補償ベクトルVkは、パイロットシンボル間の伝送路周波数応答の差から、直線近似により求めうることがわかる。

【0093】ここで、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在するデータシンボル数は、M個とし、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する或るデータシンボルをkとする。但し、kは、1からMまでの任意の整数とする。以上を前提として、上述の直線近似により、各データシンボルに対する補償ベクトルVkを算出する数式は、次式（3）のように表すことができる。

【数1】

$$V_k(i) = P_a(i) + \frac{P_b(i) - P_a(i)}{M + 1} \times k \quad \cdots (3)$$

ただし、kは1からMまでの任意の整数である。

【0094】次に、周波数応答補償部65は、以上のようにして求めた補償ベクトルによって、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに含まれるサブキャリアの周波数応答変動を補償する。

【0095】図9は、第kデータシンボルにおける周波数応答変動の補償の様子を表した模式図である。各データシンボルに含まれるサブキャリアの周波数応答変動は、求めた補償ベクトルから、次式（4）のように補償される。

$$C'_k(i) = C_k(i) / V_k(i) \quad \cdots (4)$$

【0096】以上のデータシンボルの周波数応答変動の

補償は、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する $k$ 個のデータシンボルに対して行われる。従って、実際には、これらのデータシンボルは一旦、例えば、受信装置に設けられた、図示されていないデータシンボル記憶部に保存される。補償ベクトルが算出された後、当該データシンボル記憶部に保存されていたデータシンボルが読み出され、これに対して、周波数応答変動の補償が行われることになる。

【0097】典型的には、図示されていないデータシンボル記憶部は、周波数応答補償部65の前段ないし内部に設けられる。そして、データシンボル記憶部によって保存された各データシンボルは、補償ベクトル算出部64によって各データシンボルに対する補償ベクトル $V_k$ が算出された後、周波数応答補償部65によって周波数応答変動を補償される。

【0098】したがって、第1の実施形態に係る本受信装置に用いられる方式では、第1のパイロットシンボルを受信してから、第2のパイロットシンボルを受信するまで復調できないので、一定の処理時間がかかる。よって、本方式は、すぐに再送を要求されないような映像伝送や、放送型の伝送において用いられる受信方式により適している。

【0099】以上のように、パイロットシンボルに含まれるサブキャリア各々の伝送路変動によってうけた周波数応答の変動を補償する補償ベクトルを算出することができる。この点で、各データシンボルにパイロットキャリアを挿入する従来例の方式よりも正確に、全サブキャリアに対して補償ベクトルを算出することができる。なぜなら、従来の方式によって挿入されるパイロットキャリアの数は、全サブキャリアの数と比較して極めて少ないことから、従来の方式によれば、全周波数帯にわたって正確に伝送路の周波数応答変動を算出することが困難だからである。

【0100】このようにして、周波数応答補償部65は、入力されたデータの伝送路における周波数応答の変動を除去することができる。特に、伝送路の変動がパイロットシンボル間において直線的な変動であるとみなせる場合には、直線近似値を用いてパイロットシンボル間のデータシンボルの周波数応答を補償することによって、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。また、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。

【0101】なお、伝送路の変動が少ない場合には、2つのパイロットシンボル間のデータシンボルにおける伝送路周波数応答変動の補償は、2つのパイロットシンボルのうち、時間的に前にあるパイロットシンボルのみで行ってもよい。そうすれば、後にあるパイロットシンボルを受信しなくてもデータシンボルの伝送路周波数応答

変動を補償することができる。

【0102】(第2の実施形態) 本発明の第2の実施形態に係る伝送方法は、前述の第1の実施形態とほぼ同様である。そして、本発明の第2の実施形態に係る送信装置の構成は、前述の第1の実施形態に係る送信装置の構成と同じであるので、その説明は省略する。しかし、本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成は、前述の第1の実施形態に係る受信装置の構成とは部分的に異なるので、以下、相違点を中心にして説明する。

【0103】図10は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示した模式図である。図10において、本受信装置は、フーリエ変換部5と、フーリエ変換部5から出力された信号の位相を補償する位相補償部26と、位相補償部26から出力された信号を復調する復調部7とを備える。したがって、本受信装置は、図4の受信装置に対して、伝送路周波数応答補償部6に替えて、位相補償部26を備える。

【0104】図10において、フーリエ変換部5から出力されたデータは、位相補償部26によって、周波数のずれ及び残留位相誤差が除去される。位相補償部26の詳細な構成については、後述する。さらに、誤差が除去されたデータは、復調部7によって復調される。

【0105】次に、図11は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置における位相補償部26の構成を詳細に示した模式図である。図11において、本受信装置における位相補償部26は、フーリエ変換部5から出力された信号からパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部261と、パイロットシンボル検出部261から出力された第1のパイロットシンボルと所定の参照パイロットシンボルとの位相差を算出する第1のパイロットシンボル位相差算出部262と、パイロットシンボル検出部261から出力されたパイロットシンボル間の位相差を算出するパイロットシンボル間位相差算出部263と、第1のパイロットシンボル位相差算出部262とパイロットシンボル間位相差算出部263からの出力とが入力されて位相補償値を算出する位相補償値算出部264と、位相補償値算出部264からの出力に基づいてパイロットシンボル検出部261から出力された信号の位相を回転させる位相回転部265とを備える。

【0106】図11において、パイロットシンボル検出部261は、図5のパイロットシンボル検出部61と同様に、フーリエ変換された周波数領域のデータから、パイロットシンボルを検出する。第1パイロットシンボル位相差算出部262は、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相と、受信装置内に設けられたメモリ等(図示されていない)に格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相との差を求める。

【0107】このメモリに格納されている参照パイロットシンボルは、第1の実施形態に係る受信装置と同様の

理想的なパイロットシンボルである。したがって、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相と参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相との差を求めれば、伝送によって生じた位相誤差を求めることができる。

【0108】図12は、 $\phi_1$ の位相を有する第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、 $\phi_r$ の位相を有する参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。第1のパイロットシンボル位相差算出部262は、図12(a)に示されるような、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相 $\phi_1$ と、図12(b)に示されるような、受信側のメモリに格納されている参照パイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相 $\phi_r$ との差 $\phi_{ps}$ を算出する。その算出式は、次式(5)のようになる。

$$\phi_{ps}(i) = \phi_1(i) - \phi_r(i) \quad \dots (5)$$

ただし、 $i$ は、1から $N$ までの任意の整数である。

【0109】第1のパイロットシンボル位相差算出部262は、位相差をサブキャリアの数の分だけ、平均化する。平均化された値を $\phi_p$ とすると、その算出式は、次式(6)のようになる。

【数2】

$$\phi_p = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi_{ps}(i) \quad \dots (6)$$

【0110】もっとも、受信信号は、伝送路及び雑音により歪を受ける。そのため、 $\phi_p$ を求める際には、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じた重み付けを行って、平均値を求めた方がより正確になる。そこで、以下、その算出方法について述べる。

【0111】まず、受信された第1のパイロットシンボルに含まれる第 $i$ サブキャリアの複素信号を $A_1(i)$ とし、受信された第2のパイロットシンボルに含まれる第 $i$ サブキャリアの複素信号を $A_2(i)$ とし、参照パイロットシンボルの第 $i$ サブキャリアの振幅を $R(i)$ とする。以上を前提にして、 $\phi_p$ は、次式(7)によって算出される。

【数3】

$$\begin{aligned} \phi_p &= -\angle \left[ \sum_{i=1}^N \left( \frac{R(i)}{A_1(i)} |A_1(i)|^2 \right) \right] \\ &= -\angle \left[ \sum_{i=1}^N (R(i) \times A_1(i)^*) \right] \quad \dots (7) \end{aligned}$$

ただし、上式(7)中の $*$ は複素共役をあらわし、 $\angle$ は複素数の位相角をあらわすものとする。

【0112】以上のように平均値を算出すれば、各成分は、 $A_1(i)$ の電力値で重み付けされていることになる。したがって、振幅値の大きいキャリアの位相は平均値への寄与が大きく、振幅値の小さいキャリアの位相は

平均値への寄与が小さくなる。以上のことから、受信信号が伝送路及び雑音によって歪を受けたとしても、より正確な平均値を算出することができる。

【0113】次に、パイロットシンボル間位相差算出部263は、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相と第2のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相との位相差を求める。

【0114】図13は、 $\phi_1$ の位相を有する第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアと、 $\phi_2$ の位相を有する第2のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアとを表した模式図である。パイロットシンボル間位相差算出部263は、図13(a)に示されるような、第1のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相 $\phi_1$ と、図13(b)に示されるような、第2のパイロットシンボルに含まれるサブキャリアの位相 $\phi_2$ との位相差 $\phi$ を算出する。その算出式は、次式(8)のようになる。

$$\phi(i) = \phi_1(i) - \phi_2(i) \quad \dots (8)$$

ただし、 $i$ は、1から $N$ までの任意の整数であるものとする。

【0115】パイロットシンボル間位相差算出部263は、位相差をサブキャリアの数の分だけ平均化する。平均化された値を $\phi_a$ とすると、その算出式は、次式(9)のようになる。

【数4】

$$\phi_a = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \phi(i) \quad \dots (9)$$

【0116】以上のように、パイロットシンボルに含まれる全サブキャリアの数の分だけ平均化することによって、全サブキャリアの周波数にわたって正確に位相差を算出することができる。この点で、各データシンボルにパイロットキャリアを挿入する従来例の方式よりも、より正確に位相差を算出することができる。なぜなら、従来の方式によって挿入されるパイロットキャリアの数は、全サブキャリアの数と比較して、極めて少ないので、従来の方式では、全周波数帯にわたって正確に位相差を算出することができないからである。

【0117】もっとも、以上の平均値算出方法については、前述と同様、受信パイロットシンボルの各キャリアの振幅値に応じて重み付けを行い、その後に平均値を求める方が、より正確である。そこで、前述と同様に、平均化された値を $\phi_a$ とすると、その算出式は、次式(10)のようになる。

【数5】

$$\phi a = \text{angle} \left[ \sum_{i=1}^N \left( \frac{A2(i)}{A1(i)} |A1(i)|^2 \right) \right] \\ = \text{angle} \left[ \sum_{i=1}^N (A2(i) \times A1(i)^*) \right] \quad \dots (10)$$

【0118】以上のように平均値を算出すれば、各成分は $A1(i)$ の電力値で重み付けされていることから、振幅値の大きいキャリアの位相は平均値への寄与が大きく、振幅値の小さいキャリアの位相は平均値への寄与が小さくなる。したがって、受信信号が、伝送路及び雑音によって歪を受けたとしても、より正確な平均値を算出することができる。

【0119】もっとも、このように平均値を算出すると、第1の実施形態に係る受信装置のように、各サブキャリア毎に個別に補償値を算出することができなくなる。しかし、反面では、パイロットシンボルの受信時において、当該パイロットシンボルに含まれるいくつかのサブキャリアが抑圧され、あるいは消失しているような場合に、第1の実施形態に係る受信装置のように個別に補償値を算出すれば、逆に補償精度が下がることになる。したがって、本受信装置は、全キャリアがほぼ一様の歪みを受けるような、周波数ずれや位相ノイズに対して特に有効である。具体的には、本受信装置は、伝送路歪が小さい静止状態の通信に好適である。これに対して、第1の実施形態に係る受信装置は、伝送路歪が時系列上で変動したり時間同期ずれが生じる移動通信に好適である。

【0120】次に、位相補償値算出部264は、第1のパイロットシンボルから第2のパイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する位相補償値 $\phi d$ を、パイロットシンボル間位相差 $\phi a$ から得られる直線

$$C'k(i) = Ck(i) \times \exp(j \cdot \phi d(k)) \quad \dots (12)$$

ただし、 $i$ および $k$ は、1から $N$ までの任意の整数である。

【0125】以上の位相補償は、第1のパイロットシンボルから第2のパイロットシンボルの間に存在する $M$ 個のデータシンボルに対して行われる。従って、第1の実施形態に係る受信装置と同様に、実際には、これらのデータシンボルは一旦図示されていないデータシンボル記憶部に保存される。位相補償値が算出された後、当該データシンボル記憶部に保存されていたデータシンボルが読み出され、これに対して、位相補償が行われることになる。したがって、本受信装置は、第1の実施形態に係る受信装置と同様にすぐに再送を要求されないような映像伝送や、放送型の伝送において用いられる受信方式により適している。

【0126】このようにして、位相補償部26は、入力されたデータの周波数ずれ及び残留位相誤差を除去する。そして、直線近似値を用いてパイロットシンボル間

近似によって求める。ここで、直線近似によって求めるのは、周波数ずれによる位相変動が時系列において線形性を有するからである。したがって、直線近似によれば、線形的に正確な補償をすることができる。

【0121】図14は、第1のパイロットシンボルから第2のパイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに対する位相補償値 $\phi d$ を縦軸に、各シンボルの番号すなわち時間を横軸にとって、その関係を表したグラフである。図14に示されるように、各データシンボルに対する位相補償値 $\phi d$ は、パイロットシンボル間位相差 $\phi a$ から、直線近似により求めうることがわかる。

【0122】ここで、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在するデータシンボル数は、 $M$ 個とし、第1パイロットシンボルから第2パイロットシンボルの間に存在する或るデータシンボルを $k$ とする。但し、 $k$ は、1から $M$ までの任意の整数とする。以上を前提として、上述の直線近似により、各データシンボルに対する位相補償値 $\phi d$ を算出する数式は、次式(11)のように表すことができる。

【数6】

$$\phi d(k) = \phi p + \frac{\phi a}{M+1} \times k \quad \dots (11)$$

【0123】次に、位相回転部265は、以上のようにして求めた位相補償値によって、第1のパイロットシンボルから第2のパイロットシンボルの間に存在する各データシンボルに含まれるサブキャリアの位相を補償する。図15は、第 $k$ データシンボルにおける位相補償の様子を表した模式図である。各データシンボルに含まれるサブキャリアの位相は、求めた位相補償値から、次式(12)のように補償される。

【0124】

のデータシンボルの位相誤差を補償すれば、マルチパスフェージング環境や大きな雑音が生じている環境下でも正確にデータシンボルを復調することができる。また、周波数ずれによる位相変動は時系列において線形性を有するため、線形的に正確な補償をすることができる。したがって、本受信装置ないし受信方式によれば、周波数ずれなどの直線的な位相誤差に対して特に効果が高くなる。

【0127】また、上式(12)にも示されるように、本受信装置において、1つのデータシンボルに含まれる全てのサブキャリアは、1つの位相補償値によって位相補償される。したがって、各サブキャリア毎に個別に補償値を算出して周波数応答変動の補償を行う第1の実施形態に係る受信装置の伝送路周波数応答補償部6と比較して、本受信装置の位相補償部26は、より簡易な装置構成にすることができる。

【0128】具体的には、伝送路周波数応答補償部6に

含まれる周波数応答補償部 6 5 は、全てのサブキャリアに対応する補償値を記憶する内蔵メモリーを有して、それぞれの補償値を用いて個別に制御ないし演算する構成である。これに対して、位相補償部 2 6 に含まれる位相回転部 2 6 5 は、1 つの補償値を記憶するだけの内蔵メモリーを有して、1 つの補償値を用いて制御ないし演算する構成であるので、より簡易な装置構成にすることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係る伝送方法における、OFDM シンボルの構成図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 3】本発明の第 1 の実施形態に係る送信装置における OFDM データシンボル生成部および OFDM パイロットシンボル生成部の構成を示すブロック図である。

【図 4】本発明の第 1 の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の第 1 の実施形態に係る受信装置における伝送路周波数応答補償部 6 の構成を示すブロック図である。

【図 6】第 1 のパイロットシンボルおよび参照シンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図 7】第 2 パイロットシンボルおよび参照シンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図 8】第 1 と第 2 のパイロットシンボル間伝送路周波数応答の差から、直線近似によって補償ベクトルを算出することができることを示す図である。

【図 9】データシンボルに含まれるサブキャリアに対する周波数応答変動補償について説明する模式図である。

【図 1 0】本発明の第 2 の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 1】本発明の第 2 の実施形態に係る受信装置における位相補償部 2 6 の構成を示すブロック図である。

【図 1 2】第 1 のパイロットシンボルおよび参照シンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

【図 1 3】第 1 および第 2 のパイロットシンボルにおけるサブキャリアについて説明する模式図である。

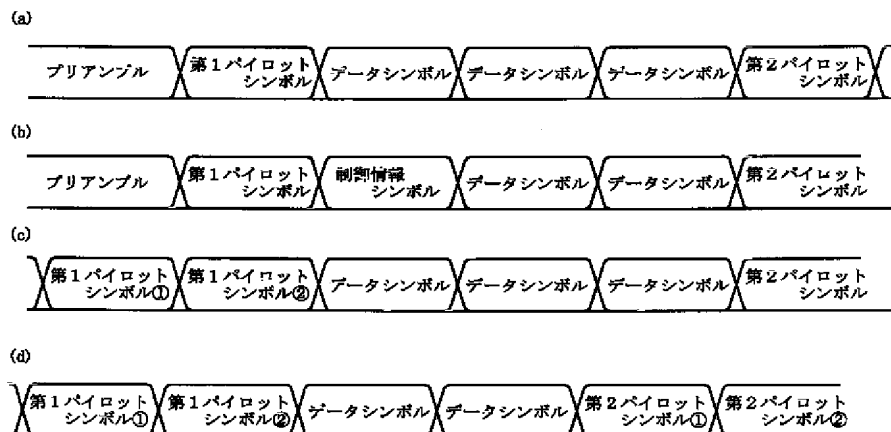
【図 1 4】パイロットシンボル間位相差から、直線近似によって位相補償値を算出することができることを示す図である。

【図 1 5】データシンボルに含まれるサブキャリアに対する位相補償について説明する模式図である。

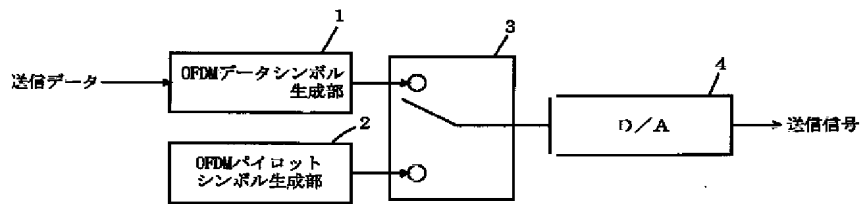
#### 【符号の説明】

- 1 OFDM データシンボル生成部
- 2 OFDM パイロットシンボル生成部
- 3 シンボル選択部
- 4 D/A 変換部
- 5 フーリエ変換部
- 6 伝送路周波数応答補償部
- 7 復調部
- 1 1 周波数軸上データシンボル生成部
- 1 2 逆フーリエ変換部
- 2 1 周波数軸上パイロットシンボル生成部
- 2 2 逆フーリエ変換部
- 2 6 位相補償部
- 6 1 パイロットシンボル検出部
- 6 2 第 1 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部
- 6 3 第 2 パイロットシンボル伝送路周波数応答算出部
- 6 4 補償ベクトル算出部
- 6 5 周波数応答補償部
- 2 6 1 パイロットシンボル検出部
- 2 6 2 第 1 のパイロットシンボル位相差算出部
- 2 6 3 パイロットシンボル間位相差算出部
- 2 6 4 位相補償値算出部
- 2 6 5 位相回転部

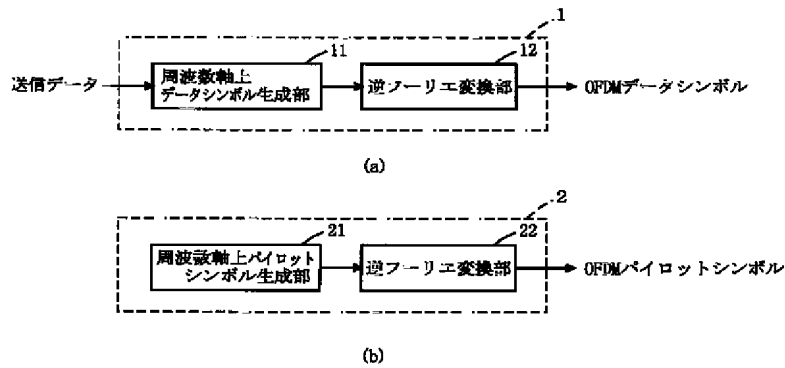
【図 1】



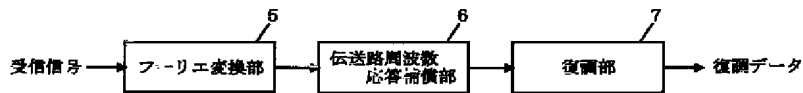
【図2】



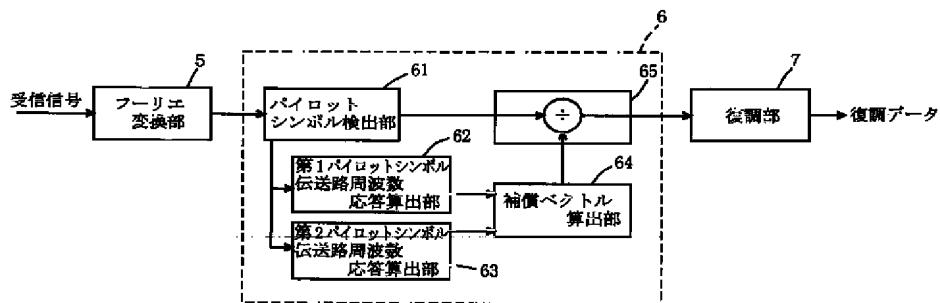
【図3】



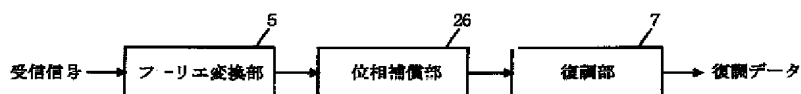
【図4】



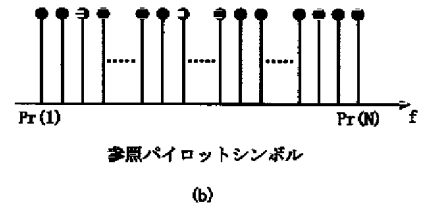
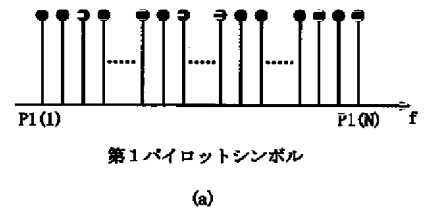
【図5】



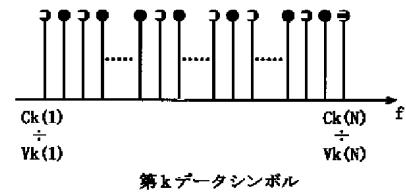
【図10】



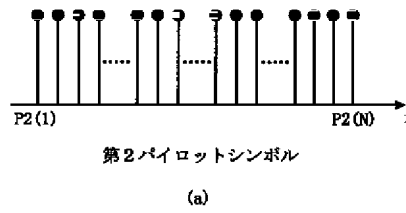
【図6】



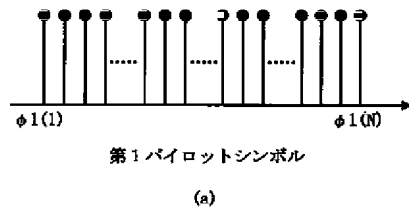
【図9】



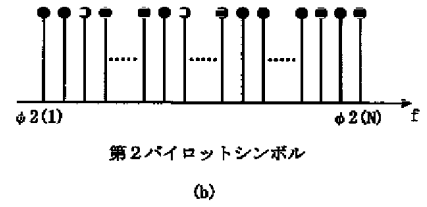
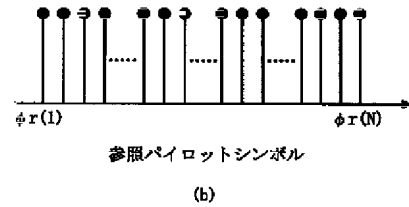
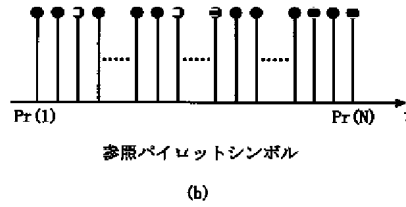
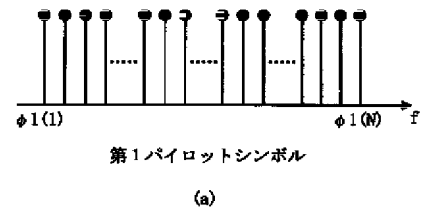
【図 7】



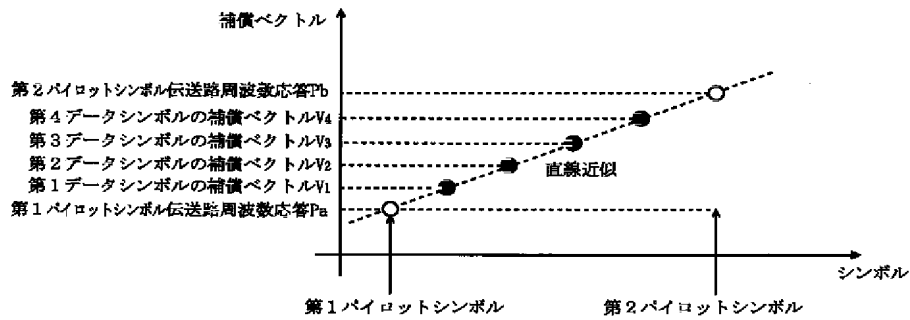
【図 12】



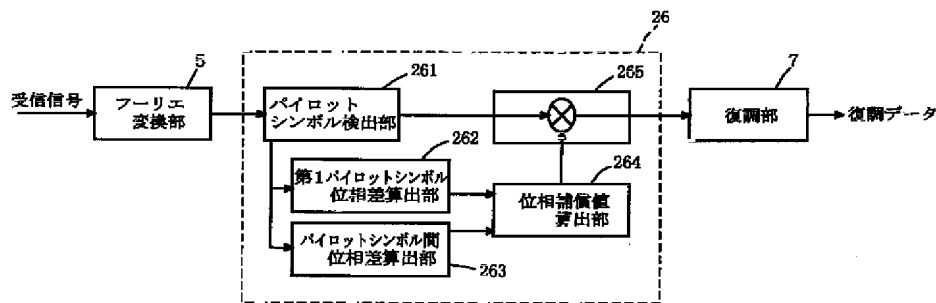
【図 13】



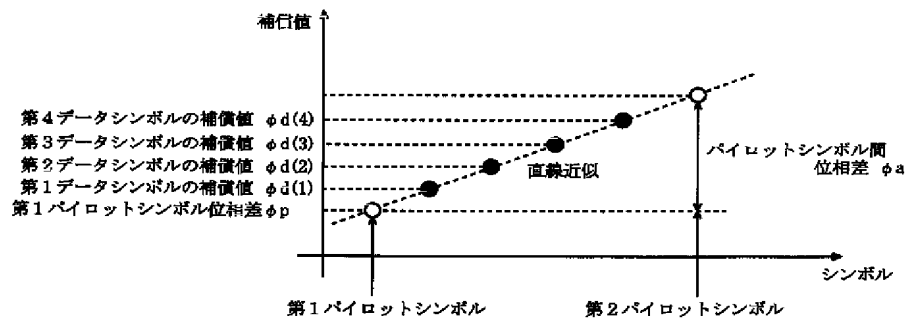
【図 8】



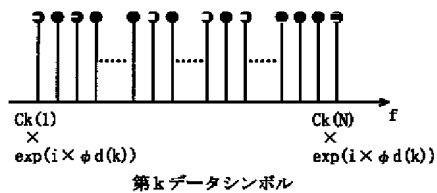
【図 11】



【図14】



【図15】



フロントページの続き

(72)発明者 白方 亨宗  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内  
(72)発明者 木村 知弘  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 原田 泰男  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内  
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD33  
DD34 DD43  
5K047 AA03 BB01 CC01 HH53 MM13  
MM59